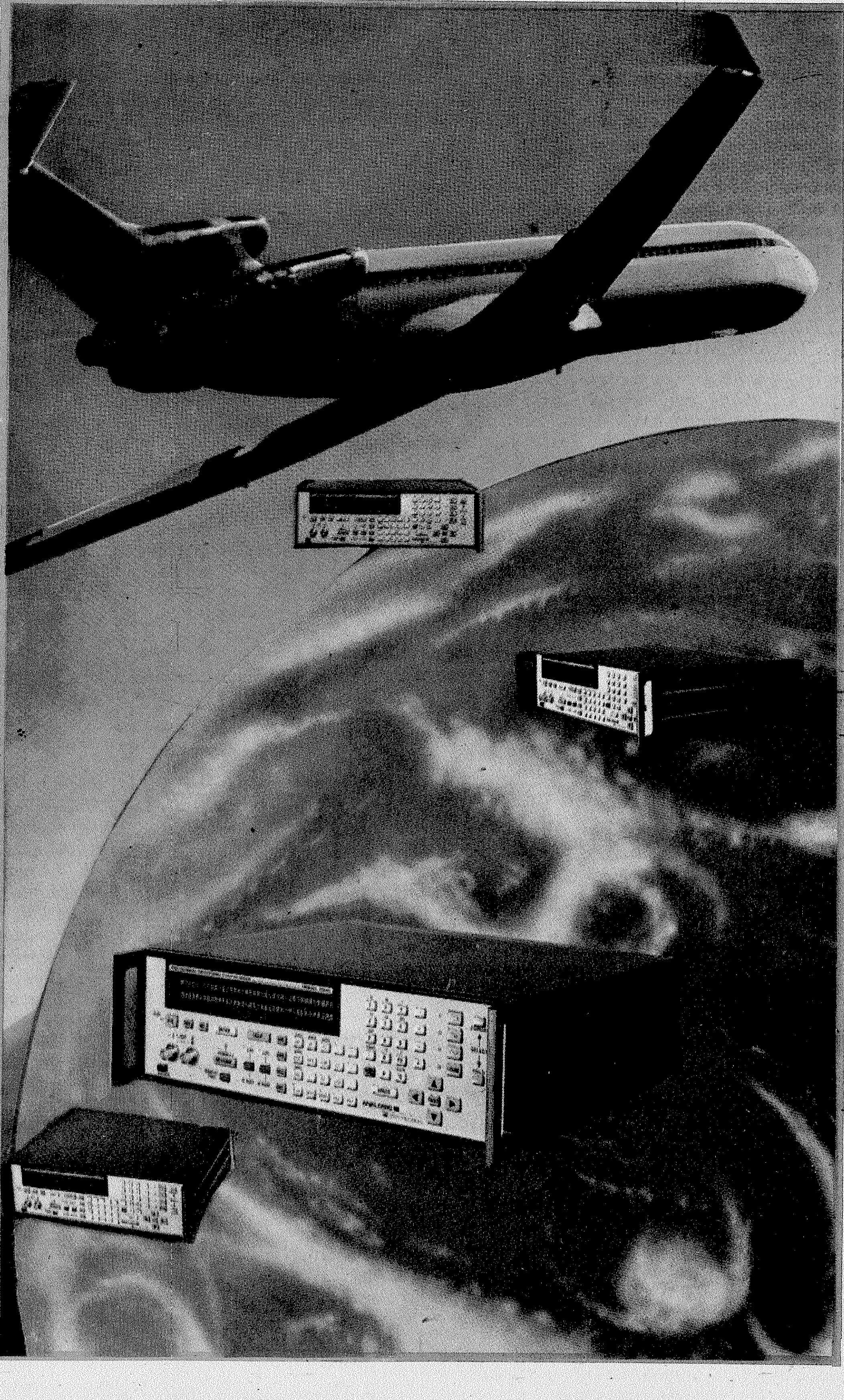
Tehnium

ANUL XXI — NR. 251 **10/1991**

SUMAR



REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM",
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON: 18 35 66—17 60 10/2059
PREȚUL 15 LEI

PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR

Utilizarea calculatoarelor personale la analiza circuitelor în regim sinusoidal

Dr. ing. ȘERBAN RADU IONESCU, YO3AVO

(URMARE DIN NR. TRECUT)

3.3. Amplificarea de tensiune și amplificarea de putere

Mărimile care intervin probabil cel mai des, atît în specificațiile de proiectare, cît și în referirile curente, sînt **raportul de transfer** al tensiunilor și cel al puterilor. Datorită însă faptului că în cele mai multe ocazii sîntem preocupați de mărirea nivelului unui anumit semnal (cel puțin într-un domeniu de frecvență în care îl considerăm util), noțiunea de raport de transfer o vom substitui în cele ce urmează cu cea de **amplificare**.

Astfel, cu notațiile din figura 3.1, **amplificarea de tensiune** A_u a circuitului se definește prin relația (3.10)

$$(3.10)\qquad A_u=\frac{U_2}{E}$$

iar **amplificarea de putere** A_p prin relația (3.11)

$$(3.11)\qquad A_p=\frac{P_s}{P_{disp}}$$

În relația (3.11) de definiție a amplificării de putere, P_s reprezintă puterea furnizată de circuit rezistenței de sarcină R_s, iar P_{disp} este puterea disponibilă a sursei de semnal (puterea pe care o poate oferi sursa de semnal la adaptare, adică atunci cînd $Z_i = R_g$).

Cele două amplificări sînt evaluate în cadrul programului de grupul instrucțiunilor incluse în lista 3.3, tot pe baza parametrilor admitanță de scurtcircuit, cu formulele (3.12):

$$(3.12)\qquad A_u=\frac{y_{21}G_g}{y_{12}y_{21}-(y_{11}+G_g)(y_{22}+G_s)}$$

$$A_p=|A_u|^2\frac{4G_s}{G_g}$$

Amplificarea de tensiune fiind un număr complex, este afișat separat modulul său notat Au (și în decibeli) și faza sa notată tot PH, în grade. Amplificarea de putere, notată Ap, este afișată numai în decibeli.

3.4. Timpul de întîrziere de grup

Rareori circuitele electrice sînt străbătute de semnale pur sinusoidale. Mai întotdeauna semnalul prezent la intrarea unui circuit este constituit, de fapt, dintr-o sumă de componente sinusoidale cu amplitudini, frecvențe și faze inițiale diferite.

Unul din rezultatele fundamentale ale teoriei analizei circuitelor electrice ne arată că pentru ca răspunsul de la ieșirea circuitului să nu fie deformat (distorsionat) față de semnalul de la intrare, trebuie ca fiecare dintre aceste componente să sufere aceeași amplificare sau atenuare și aceeași întîrziere la trecerea prin circuit. Cu alte cuvinte, referindu-ne din nou la figura 3.1 și la definiția (3.10), modulul amplificării de tensiune trebuie să fie constant în banda de frecvențe ocupată de semnal, iar mărimea dată de relația (3.13):

$$(3.13)\qquad T_g=-\frac{d\,\underline{|A_u}}{2\pi\cdot df}$$

$$(3.14)\qquad A_u=|A_u|\cdot\exp(j\,\underline{|A_u})$$

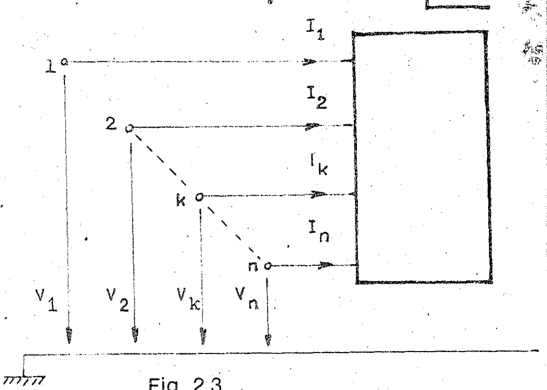


Fig. 2.3

mărime numită **timp de întîrziere de grup**, să fie și ea constantă în aceeași zonă de frecvență.

Timpul de întîrziere de grup este, de fapt, timpul cu care este întîrziată de către circuit anvelopa sumei componentelor sinusoidale ale semnalului grupate în jurul unei anumite frecvențe f. El este un parametru important în aplicații cum ar fi transmisiile de date, circuitele pentru semnale de televiziune și bucle cu control automat de fază (sintetizoare de frecvență și demodulatoare PLL).

Ca în orice program de analiză numerică, și în programul de față, derivata din formula timpului de întîrziere de grup se aproximează prin raportul de diferențe finite dat de relația (3.15):

$$(3.15)\qquad T_g\doteq-\frac{\Delta\underline{|A_u}}{2\pi\Delta f}$$

în care legătura dintre diferența de frecvență Δf și cea de fază $\Delta\underline{|A_u}$ este redată în figura 3.3.

Prin aceasta, în locul valorii exacte egală cu panta cu semn schimbat a tangentei la graficul fazei amplificării de tensiune în punctul de frecvență f (tangenta reprezentată cu linie întreruptă), se determină valoarea pantei cu semn schimbat a dreptei reprezentată punctat. Intuitiv, aproximația este cu atît mai bună cu cît diferența de frecvență Δf considerată este mai mică.

Practic, alegerea unei valori pentru Δf trebuie corelată însă cu viteza de variație a fazei amplificării de tensiune, variație ce trebuie cunoscută în prealabil, pentru a nu se obține rezultate eronate fără sens fizic. Astfel, în situațiile în care faza amplificării de tensiune variază lent, o valoare aleasă prea mică pentru Δf atrage după sine posibilitatea apariției unor erori foarte mari în calculul defazajului $\Delta\underline{|A_u}$ datorită faptului că calculatorul trunchiază valorile fazei amplificării la frecvențele f și f + Δf la un număr finit de zecimale.

Lista 3.1

```
6040 IF X$="I" THEN GO TO 6405
6045 IF X$="E" THEN GO TO 6455
6150 LET X1=G2*G3-B2*B3: LET Y1=
G2*B3+B2*G3: LET V1=G1+1/R1: LET
 V2=G4+1/R2: RETURN
6405 GO SUB 6150: LET V=V2*V2+B4
*B4: LET X=G1-(X1*V2+Y1*B4)/V: L
ET Y=B1-(Y1*V2-X1*B4)/V
6425 LET Z=X: GO SUB 6700: PRINT
 "Gi=";Z$,: LET Z=Y: GO SUB 6700
: PRINT "Bi=";Z$: LET V=X*X+Y*Y:
 LET Z=X/V: GO SUB 6700: PRINT "
Ri=";Z$,: LET Z=-Y/V: GO SUB 670
0: PRINT "Xi=";Z$
6455 GO SUB 6150: LET V=V1*V1+B1
*B1: LET X=G4-(X1*V1+Y1*B1)/V: L
ET Y=B4-(Y1*V1-X1*B1)/V
6475 LET 7=X: GO SUB 6700: PRINT
```

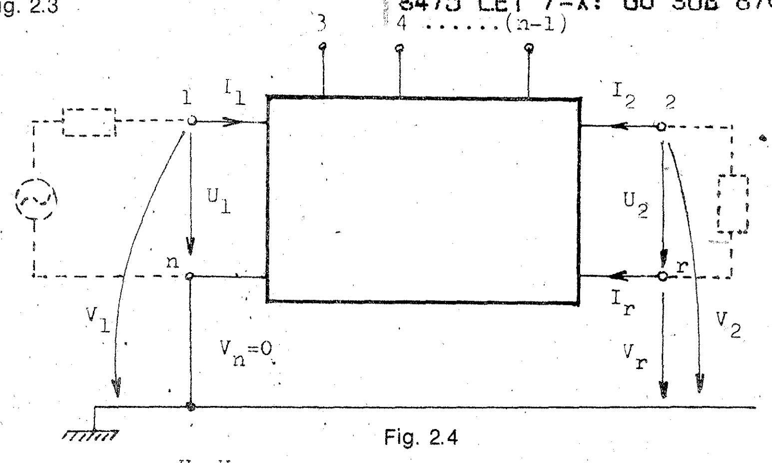


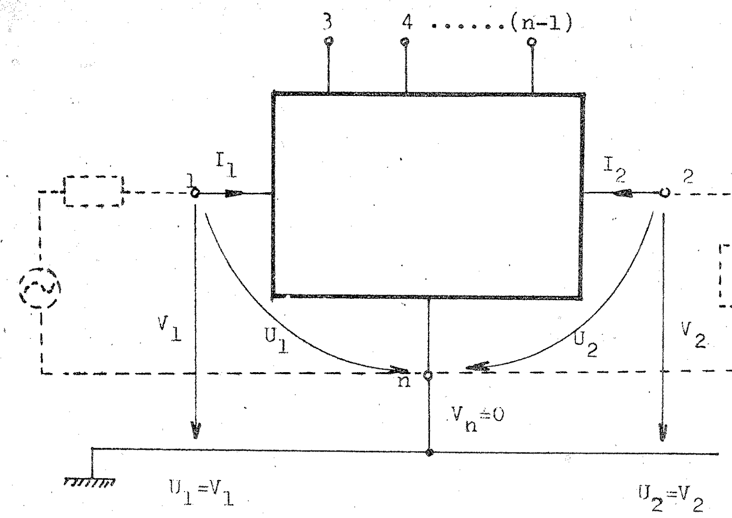
Fig. 2.4

$$U_1=V_1 \qquad U_2=V_2-V_r$$

$$I_2=-I_r$$

$$I_i=\sum_{j=1}^{n-1} Y_{ij}V_j \qquad i=1,\ldots,(n-1)$$

$$I_k=0 \qquad k=3,\ldots,(r-1),(r+1),\ldots,(n-1)$$



$$I_i=\sum_{j=1}^{n-1} Y_{ij}V_j \qquad i=1,\ldots,(n-1)$$

$$I_k=0 \qquad k=3,\ldots,(n-1)$$

Fig. 2.5

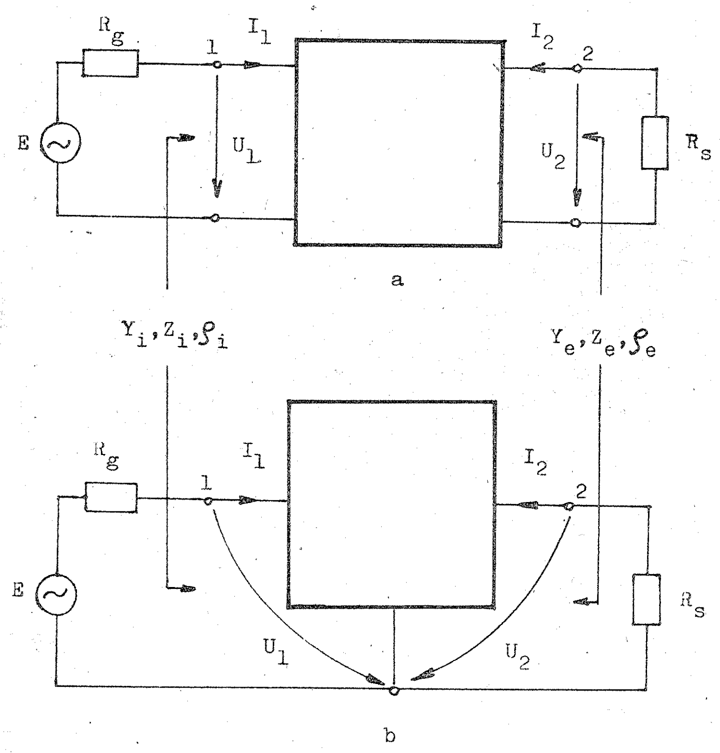


Fig. 3.1

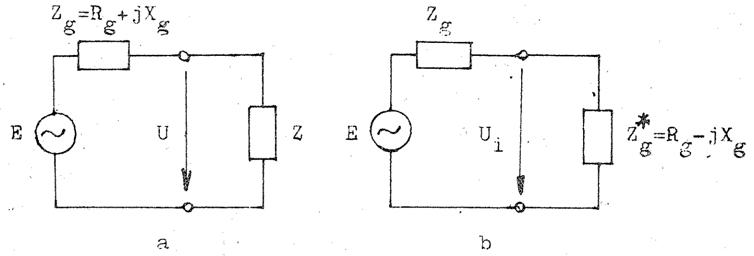


Fig. 3.2

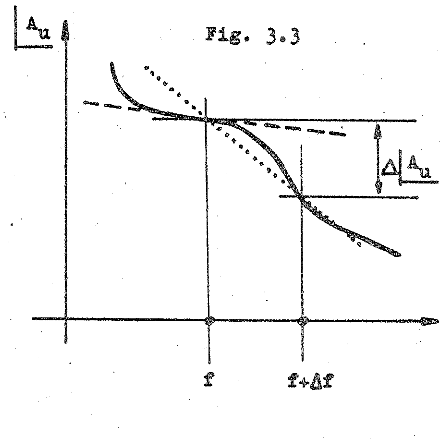


Fig. 3.3

```
"Ge=";Z$,: LET Z=Y: GO SUB 6700
: PRINT "Be=";Z$: LET V=X*X+Y*Y:
 LET Z=X/V: GO SUB 6700: PRINT "
Re=";Z$,: LET Z=-Y/V: GO SUB 670
0: PRINT "Xe=";Z$
6700 LET Z$=" 0.0000E+00": IF Z=
0 THEN RETURN
6705 IF Z<0 THEN LET Z$(1)="-"
6710 LET Z=ABS Z: LET Z2=0
6715 IF Z>=10 THEN LET Z=Z/10: L
ET Z2=Z2+1: GO TO 6715
6720 IF Z<1 THEN LET Z=Z*10: LET
 Z2=Z2-1: GO TO 6720
6725 LET Z=INT (Z*10000+.5)/1000
0: LET Z$(2 TO 1+LEN STR$ Z)=STR
$ Z
6727 IF Z$(3)<>"." THEN LET Z$(3
)=".": LET Z2=Z2+1
6730 IF ABS Z2>9 THEN LET Z$(9+(
SGN Z2+1)/2 TO )=STR$ Z2: RETURN
6735 LET Z$(11)=STR$ ABS Z2: IF
SGN Z2=-1 THEN LET Z$(9)="-"
6740 RETURN
```

Lista 3.2

```
6185 IF X=0 THEN LET V=90*SGN Y:
 GO TO 6195
6187 IF Y=0 THEN LET V=-90*(SGN
X-1): GO TO 6195
6190 LET V=ATN (Y/X)*180/PI: IF
X<0 THEN LET V=V+180*SGN Y
6195 LET W=X*X+Y*Y: LET X=SQR W:
 IF X=0 THEN LET Y=-.5E35: RETUR
N
6200 LET Y=10*LN X/LN 10: RETURN
6225 LET W=(X+U)*(X+U)+Y*Y: LET
X=((U-X)*(U+X)-Y*Y)/W: LET Y=-2*
Y*U/W: GO SUB 6185
6245 GO SUB 6800: PRINT "RF=";Z$
,"(";INT (Y*200+.5)/100;" dB)":
PRINT "PH=";: GO SUB 6600: RETUR
N
6430 LET U=1/R1: GO SUB 6225: GO
 TO 6005
6480 LET U=1/R2: GO SUB 6225: GO
 TO 6005
6600 LET V$="          ": LET Z$=ST
R$ (INT (V*100+.5)/100): LET V$(
(LEN V$+1-LEN Z$) TO )=Z$: PRINT
 V$;" grd": RETURN
```

Lista 3.3

```
6035 IF X$="U" OR X$="P" THEN GO
 TO 6305
6305 GO SUB 6150: LET U=X1-V1*V2
+B1*B4: LET V=Y1-B1*V2-B4*V1: LE
T W=U*U+V*V
6325 LET X=(G3*U+B3*V)/R1/W: LET
 Y=(B3*U-G3*V)/R1/W: GO SUB 6185
: IF X$="P" THEN GO TO 6370
6350 GO SUB 6800: PRINT "Au=";Z$
,"(";INT (Y*200+.50/100;" dB0":
PRINT "PH=";: GO SUB 6600: GO TO
 6005
6370 LET Y=10*LN (4*W*R1/R2)/LN
10: PRINT "Ap=";INT (Y*100+.5)/1
00;" dB",
6800 LET Z=X: GO SUB 6700: LET Z
$=Z$(2 TO ): RETURN
```

LED-UL — FOTODIODĂ?

Da, răspunsul la întrebarea din titlu poate fi considerat afirmativ, aşa cum s-a mai amintit ocazional în paginile revistei. Alăturat vă propunem chiar abordarea experimentală a acestui subiect care, fără îndoială, prezintă interes practic pentru constructorul începător. Căci LED-uri se găsesc acum relativ uşor, la preţuri destul de accesibile, pe cîtă vreme fotodiodele şi fototranzistoarele — apărute şi ele, pe ici, pe colo — au rămas încă pentru mulţi începători un simplu deziderat.

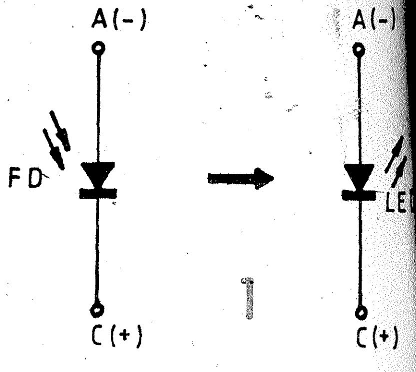
Principial, LED-ul îndeplineşte cerinţele esenţiale ale „statutului" de fotodiodă, prin faptul că el este efectiv o diodă semiconductoare (chiar dacă nu cu siliciu), iar accesul luminii spre joncţiune este permis prin masca din material plastic, mai mult sau mai puţin transparent, ce echipează capsula. Desigur nu ne putem aştepta la rezultate spectaculoase, căci, prin construcţie, LED-urile sînt concepute în vederea emisiei luminoase cu randament optim, iar nu recepţiei (natura materialului semiconductor, culoarea şi transparenţa capsulei din plastic, lipsa lentilei de focalizare etc.). Cu toate acestea, prin verificare prealabilă şi sortare adecvată se pot găsi uşor exemplare care să rezolve bine unele probleme nepretenţioase de fotocomandă (cînd nu există exigenţe mari în ceea ce priveşte viteza de răspuns).

Pentru astfel de aplicaţii, LED-ul se polarizează obligatoriu în sens invers conducţiei, cu joncţiunea „blocată", la fel ca fotodioda (fig. 1). Obişnuită rezistenţă serie cu rol de limitare în curent, în cazul polarizării directe, nu îşi mai are aici rostul. Locul ei poate fi luat eventual tot de o rezistenţă serie, cu valoare incomparabil mai mare (megaohmi, chiar zeci de megaohmi), care să formeze împreună cu rezistenţa inversă a dispozitivului un divizor de tensiune cu raportul controlat prin intermediul gradului de iluminare (fig. 2).

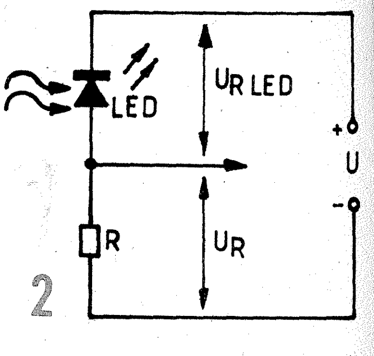
O primă problemă care se ridică în cazul unei astfel de utilizări a LED-ului este precauţia de a nu depăşi tensiunea inversă maximă admisă de dispozitivul în cauză. Este ştiut faptul că LED-urile suportă, în general, tensiuni inverse mult mai mici decît fotodiodele, respectiv de ordinul volţilor. De aceea, în lipsa unor date concrete de catalog, se recomandă efectuarea experienţelor cu tensiuni de alimentare U joase, orientativ de pînă la 6—9 V.

O a doua problemă, mai acută chiar decît în cazul fotodiodelor, o ridică valoarea foarte mare a rezistenţei inverse a LED-urilor, nu numai în condiţii de întuneric total, dar chiar şi la iluminarea naturală sau artificială uzuală a capsulei (variaţii mult mai mici ale rezistenţei inverse cu gradul de iluminare, adică sensibilitate mai scăzută). Aceasta impune, pe de o parte, folosirea unor rezistenţe R de valori foarte mari în divizorul de tensiune din figura 2, iar pe de altă parte, alegerea în „aval", pentru prelucrarea raportului fotosensibil U_{RLED}/U_R, a unor circuite cu rezistenţa de intrare încă şi mai mare. Practic este aproape exclusă posibilitatea de a „simula" cu ajutorul LED-urilor un fototranzistor după modelul simplu amintit în figura 3, care, după cum ştim, dă rezultate bune cu fotodiode propriu-zise.

Un prim pas către atingerea scopului propus l-ar putea constitui chiar această schemă, cu condiţia de a înlocui tranzistorul unic T printr-un dublet T1, T2 în conexiune Darlington (fig. 4). Pentru a pune în evidenţă fotosensibilitatea LED-ului testat (1), s-a montat în circuitul de colector al lui T2 un al doilea LED (2), în polarizare directă şi cu cuvenita rezistenţă serie de limitare în curent, R2. Dacă se folosesc tranzistoare T1, T2 cu factor beta mare (peste 400—500) şi curenţi reziduali neglijabili — în special pentru T1 — montajul poate servi destul de bine la testarea şi selecţionarea unor exemplare de LED-uri cu fotosensibilitate acceptabilă. În principiu se va prefera alegerea unor LED-uri cu capsula cît mai transparentă (nu translucidă sau fumurie).



1



2

Nu ne vom opri însă la acest montaj simplu din două motive. În primul rînd, pentru că fotosensibilitatea redusă a unora dintre LED-urile testate ne va obliga să folosim niveluri mari de iluminare (veioză de reţea, la mică distanţă), condiţii ce îngreunează observarea simultană a indicatorului luminos LED2 şi care, oricum, ne îndepărtează de scopul final propus (în general, montajele de fotocomandă trebuie să acţioneze şi la iluminări mult mai reduse). În al doilea rînd, pentru că indicatorul folosit (LED2), cu iluminare gradată, nu permite aprecierea „cantitativă" a fotosensibilităţii LED-ului testat. Mult mai concludentă este o sortare bazată pe un anumit „prag", de pildă prin anclan-

STABILIZATOARELE PROGRAMABILE 317/337

Despre stabilizatoarele integrate „programabile", mai precis a căror tensiune de ieşire poate fi ajustată din circuitul exterior, prin polarizarea adecvată a unui terminal notat Adj. (adjustment = ajustare, stabilire, adaptare) am mai scris recent la această rubrică, prezentînd pe larg avantajele acestor componente moderne în comparaţie cu regulatoarele fixe, gen 78XX (vezi „Tehnium" nr. 4 şi 5—6/1990). Între timp au apărut însă pe piaţa noastră şi alte tipuri, cum ar fi cele din familiile 317 — sursă pozitivă şi, respectiv, 337 —, sursă negativă, cu diverse precizări suplimentare la indicativul de bază, în funcţie de firma producătoare sau clasa de performanţă (LM317/LM337, µA317/µA337, B3170V/B3370V, B3171V/B3371V etc.).

Oferim alăturat celor interesaţi cîteva date esenţiale de catalog şi unele recomandări privind utilizarea practică a acestor circuite.

Pentru varianta cea mai frecvent utilizată de capsulă, TO-220, dispunerea terminalelor este indicată în figura 1, unde numerotarea corespunde circuitului văzut cu partea metalizată în jos. O primă observaţie importantă, deci: dispunerea este diferită la cele două tipuri 317/337, prin faptul că sînt inversate între ele poziţiile terminalelor In (input = intrare) şi Out (output = ieşire). Acest „amănunt" poate scăpa la o privire neatentă, cu penalizare destul de costisitoare.

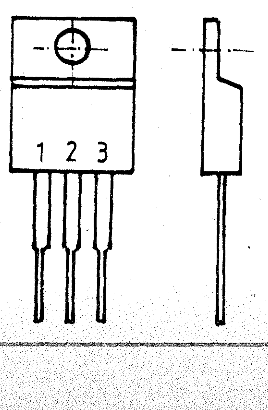
Circuitele de bază ale familiilor 317, respectiv 337, sînt destinate realizării unor surse stabilizate de tensiune pozitivă, respectiv negativă, în plaja orientativă 1,2 V ÷ 37 V, pentru un curent de ieşire maxim de 1,5 A. Sursele pot fi proiectate pentru tensiuni fixe sau reglabile continuu ori în trepte.

Circuitele sînt prevăzute cu protecţii interne la supracurent şi la ambalare termică, dar este recomandabil să nu se ajungă în vecinătatea situaţiei de intrare a acestora în funcţiune, deoarece aici performanţele se înrăutăţesc simţitor (neacceptabil, adeseori). De aceea, este obligatoriu să se ţină cont de parametrii maximali I_{omax} = 1,5 A; $(U_i - U_o)_{max}$ = 40 V; P_{dmax} = 15 W, atît individual, pentru fiecare în parte, cît şi combinativ. De pildă, pentru un curent de ieşire dorit de 1 A, nu se va permite o diferenţă de tensiune intrare-ieşire mai mare de 10 V ÷ 12 V, pentru a nu ne apropia periculos de limita maximă de disipaţie, de 15 W. Evident, în toate cazurile capsula va fi echipată cu un radiator termic adecvat. Pentru unele tipuri cu codificare specială, plajele de tensiune pot fi substanţial mai mari (de pildă, B3171V are menţionate în catalog o plajă de ieşire 1,2 V ÷ 57 V şi o diferenţă maximă de tensiune intrare-ieşire de 60 V, însă — atenţie! — la aceeaşi putere maximă de disipaţie).

Pentru o funcţionare corectă este necesar să se asigure o diferenţă minimă de tensiune intrare-ieşire de cca 3 V, ceea ce înseamnă că sursa Ui de intrare (tensiune redresată, bine filtrată) va trebui să furnizeze, la curentul maxim dorit, cu cel puţin 3 V mai mult decît valoarea Uo preconizată. De asemenea, se impune ca ieşirea să debiteze în permanenţă un anumit curent minim, a cărui valoare se situează orientativ între 5 mA şi 10 mA (există şi exemplare care acceptă valori chiar mai mici).

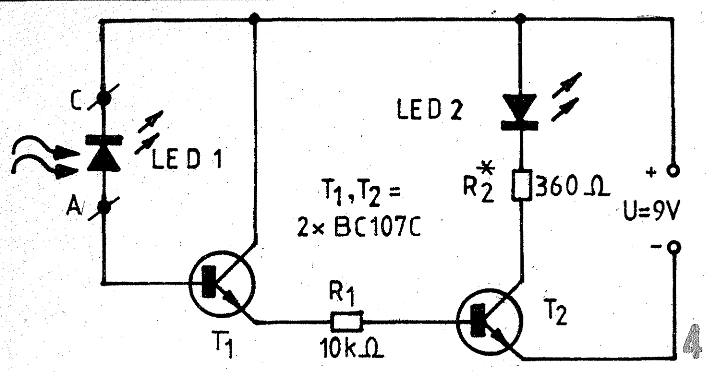
Schema tipică de utilizare este cea din figura 2, pentru cazul surselor pozitive. Ea se modifică la sursele negative doar prin inversarea polarităţii tensiunilor Ui şi Uo, precum şi a condensatoarelor electrolitice (foarte bune!) Ci şi Co. În ciuda tentaţiei evidente, din obişnuinţă, nu măriţi valoarea capacităţii lui Co peste cca 10—15 µF (fără introducerea artificiului cunoscut de protecţie cu diodă), căci riscaţi să distrugeţi integratul!

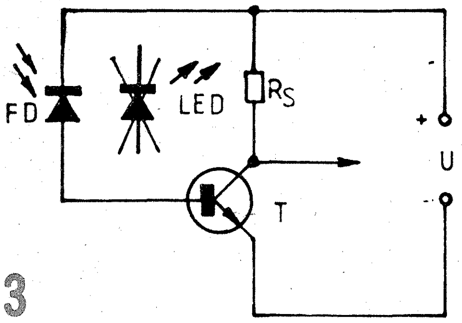
Capsulă TO220

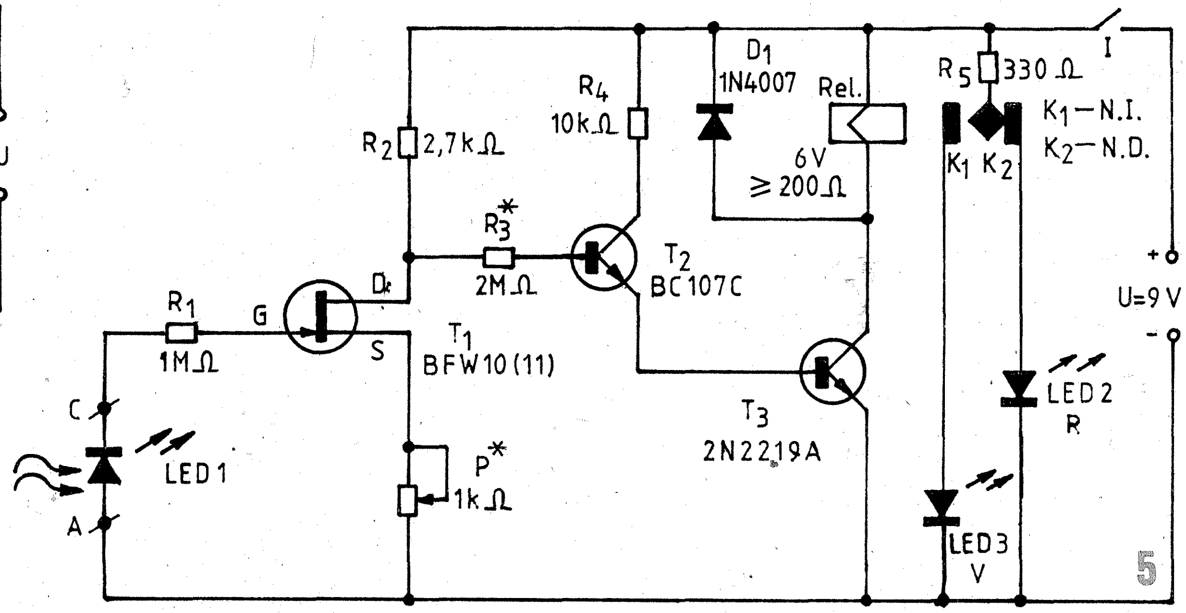


Surse pozitive	Surse negative
LM317	LM337
B3170	B3370
B3171	B3371
1=Adj.	1=Adj.
2=Out	2=In
3=In	3=Out

1







șarea unui releu, amorsarea unui tiristor sau triac etc., atunci cînd iluminarea variază (crește sau scade) în jurul unui nivel prestabilit, determinat (ales) la rîndul său în raport cu condițiile reale în care urmează să funcționeze respectivul montaj de fotocomandă.

Ținînd cont de aceste observații, am ajuns la varianta ameliorată de testare propusă în figura 5. Blocul indicator este înlocuit aici printr-un releu cu tensiune joasă de anclanșare (6 V ÷ 8 V), comandat de un tranzistor T2 adecvat (2N2219, 2N1711, BD137 etc., cu beta mare). Starea de „repaus", respectiv „anclanșat", a releului este pusă în evidență sugestiv, prin iluminarea constantă a unui LED roșu (2), respectiv verde (3), care se alimentează de la sursa U conform aranjamentului indicat, folosind contactele K1, normal închise, respectiv contactele K2, normal deschise, ale releului.

Secretul important îl constituie însă plasarea LED-ului de verificat (LED1) în circuitul grilă-sursă al unui tranzistor cu efect de cîmp, T1. Punctul „static" de funcționare se stabilește din potențiometrul P, a cărui valoare înseriată determină practic curentul drenă-sursă, implicit și valoarea potențialului „static" din drenă (D). Cu LED-ul 1 montat și la o iluminare a acestuia cît mai apropiată de nivelul de prag dorit, ajustăm potențiometrul astfel ca releul să fie adus în imediata vecinătate a pragului de anclanșare. Situației îi corespunde în punctul D de aproximativ 1,2 V. La o creștere ușoară a iluminării LED-ului, printr-un proces pe care vă invităm să-l analizați singuri, potențialul punctului D va crește și el, ducînd astfel la anclanșarea releului (se stinge LED2, roșu și se aprinde LED3, verde). LED-ul 1 testat este cu atît mai bun — pe post de fotodiodă, firește — cu cît basculare montajului se poate asigura ferm la creșteri mai mici ale nivelului de iluminare.

De la ideea în sine, verificată cu bune rezultate pe baza principiului de mai sus, și pînă la aplicațiile practice de fotocomandă propriu-zisă, nu vă mai rămîne astfel decît un mic pas: alegerea consumatorului dorit și adaptarea alimentării lui, prin contactele releului, de la o sursă adecvată.

Dacă nu dispuneți de FET (orice tip canal N, cu grila joncțiune), vă puteți ușor imagina un circuit similar de testare — încă mult mai simplu și cu performanțe sporite — utilizînd, de pildă, un amplificator operațional cu intrarea pe tranzistoare J-FET.

Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU

Tensiunea dorită de ieșire, Uo, se „programează" prin simpla dimensionare a divizorului R1—R2, conform relației:

$$U_o = U_{ref}\cdot\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right) + R_2\cdot I_{adj} \quad (1)$$

Parametrul intern Uref este specific exemplarului de integrat și are valori uzuale între 1,2 V și 1,3 V. În calcule se consideră aproximativ Uref = 1,25 V. Curentul Iadj (absorbit de terminalul Adj) nu este constant, dar el are uzual valori de ordinul zecilor de microamperi, astfel că termenul R2·Iadj din membrul drept poate fi neglijat în faza inițială de calcul.

Cerința asigurării unui curent minim permanent de ieșire este, de regulă, îndeplinită prin alegerea corespunzătoare a lui R1. De pildă, pentru a asigura un consum minim de 10 mA, vom lua R1 ≈ 1,25 V/10 mA = 125 Ω, observînd că la bornele lui R1 se regăsește în permanență tensiunea Uref. Uzual, R1 se ia între 120 Ω și 300 Ω, valoare fixă.

Valoarea necesară pentru R2 se calculează orientativ cu relația:

$$R_2 = R_1\left(\frac{U_o - 1,25\ V}{1,25\ V}\right) \quad (2)$$

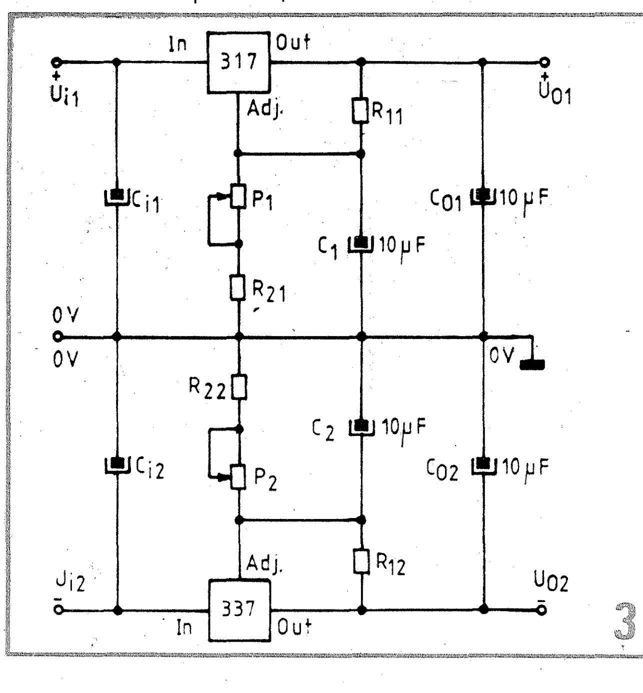
urmînd ca la experimentare să se facă eventual mici retușări. Dacă se dorește o tensiune de ieșire reglabilă continuu, de pildă între o valoare minimă, U′o (≥ 1,25 V) și una maximă, U″o (≤ 37 V), se face calculul de mai sus pentru ambele extremități, rezultînd valorile corespunzătoare R′2 și R″2. În locul rezistenței R2 din schemă se va introduce o combinație serie de forma R2 + P, unde se iau R2 ≈ R′2 (eventual zero) și P ≈ R″2 − R′2.

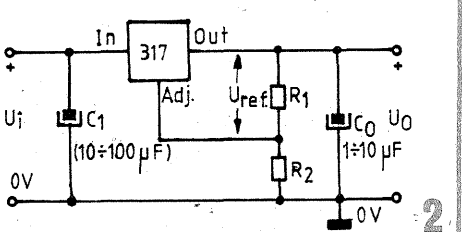
Se caută (sau se „corectează") un potențiometru cu valoarea P cît mai apropiată de această diferență, după care se vor face mici ajustări succesive asupra valorilor lui R1 și R2, pentru încadrarea cît mai bună a plajei propuse în cursa activă a potențiometrului.

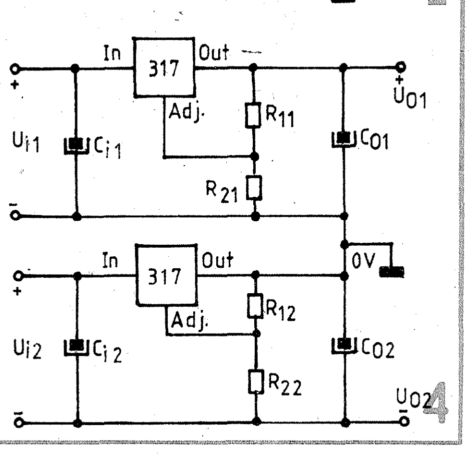
Începătorului poate să-i pară puțin ciudată etichetarea drept sursă *pozitivă* sau *negativă* a unui stabilizator oarecare de tensiune continuă (care tot două borne de polarități plus și minus are, indiferent cum îi zicem). Obiceiul vine din necesitatea de raportare la un anumit punct comun de referință — masa — adeseori cu implicații importante pentru buna funcționare a aparatelor alimentate (cuplaje parazite, reacții etc.).

Ca și stabilizatoarele clasice, regulatoarele integrate se pot cupla cîte două în vederea obținerii unor surse duble, de regulă de tip „diferențial", cu valori egale (simetrice) sau nu, respectiv reglabile individual în plaje dorite. Dacă tensiunile de intrare, Ui1 și Ui2, sînt la rîndul lor înseriate în mod „diferențial", avînd o bornă comună de masă pe care dorim (trebuie) să o păstrăm comună și cu ieșirea, vom apela de preferință la două stabilizatoare „opuse", unul pozitiv și unul negativ, așa cum se sugerează în figura 3.

Dacă însă tensiunile de intrare sînt complet separate galvanic, iar montajul alimentat nu ridică exigențe în legătură cu traseul de masă, se pot folosi foarte bine și două stabilizatoare de același tip, înseriate doar la ieșire, așa cum se sugerează în figura 4.

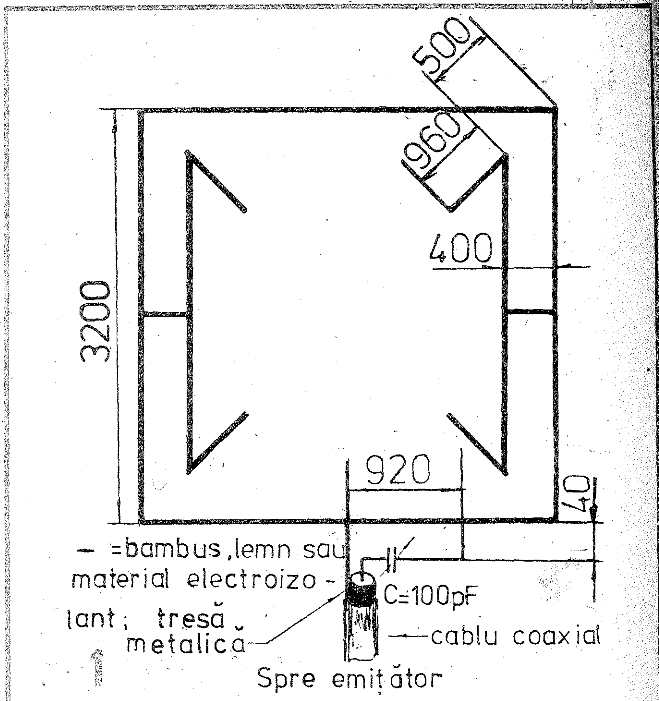






Variante noi ale antenei „CUBICAL QUAD"

Prof. NICOLAE CODÂRNAI, YO3ZM



1

Radioamatorul englez G3YDX propune o nouă formă a elementului activ și a reflectorului (vezi figura 1) pentru antena de tipul „cubical quad". Folosind ramele de la o astfel de construcție și formă se poate construi o antenă monobandă de dimensiuni reduse (de exemplu 1,5 ori mai mică față de o antenă normală) care are întru totul caracteristici mulțumitoare.

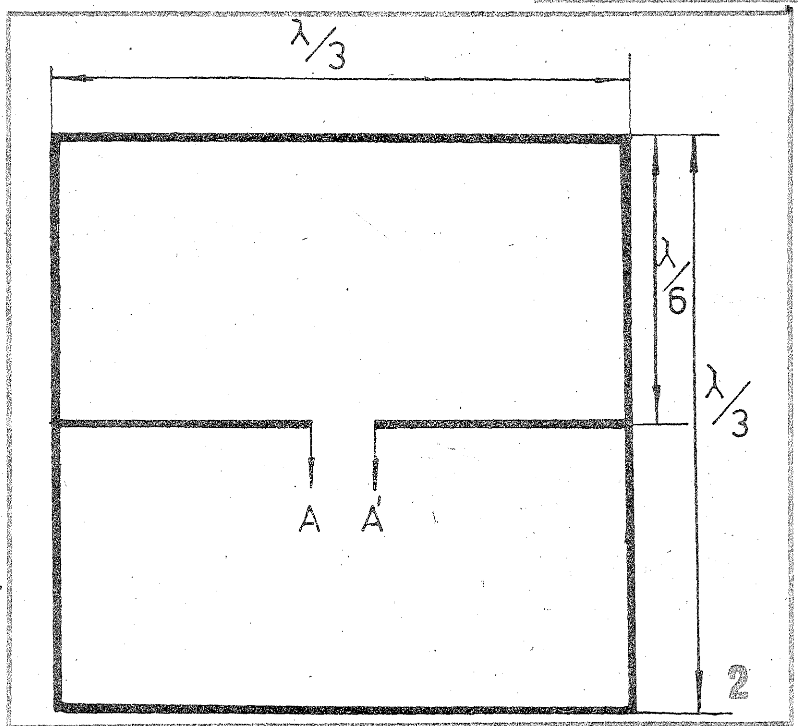
Dimensiunile ramelor (ale elementului activ) pentru banda de 14 MHz sînt arătate în figură. Alimentarea elementului se face cu ajutorul dispozitivului de adaptare „gama". Reflectorul are aceeași formă și dimensiuni ca și elementul activ. La mijlocul părții de jos a reflectorului se montează „șleiful" cu ajutorul căruia se adaptează (acordează) antena.

Elementul activ și reflectorul se fixează de o traversă de susținere la distanța de 2 500 mm unul de altul. Spre deosebire de „cubical quad"-ul obișnuit, antena, care are rama de o astfel de formă, este de bandă mult mai îngustă. La 14 MHz banda de trecere a antenei (la un coeficient de unde staționare de nu mai mult de 2) nu depășește 250 kHz. Aceasta nu ne permite să construim o antenă care să funcționeze efectiv în întreaga gamă.

Sînt posibile două variante: o antenă care să fie acordată pe frecvența de 14,1 MHz (care să acopere tot ecartul de telegrafie și o mare parte din ecartul de telefonie) sau pe 14,2 MHz care să acopere întregul interval de telefonie.

Cu cît antena este de bandă mai îngustă, cu atît acordul ei trebuie să se execute mai precis. Aceasta se face cel mai bine cînd antena este ridicată la înălțimea de lucru. Dacă acordul antenei se face pe pămînt, la ridicarea acesteia se produce o variație a frecvenței de rezonanță a ramelor.

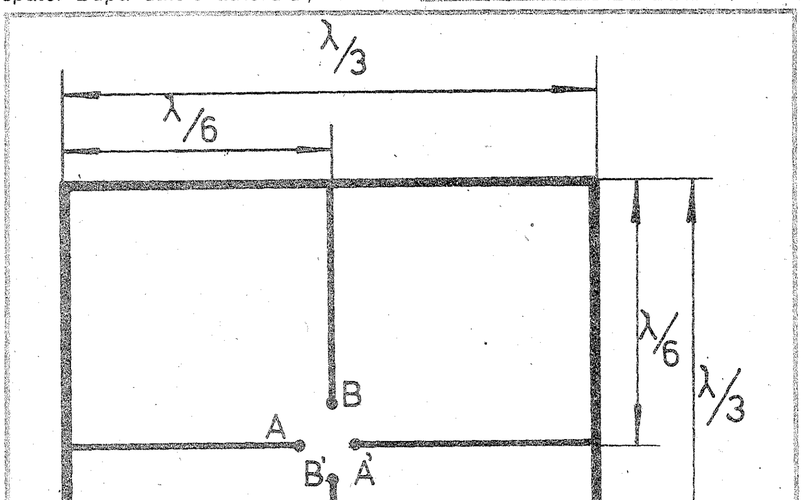
La început se acordează elementul activ cu dispozitivul „gama", iar apoi se alege lungimea ștubului de adaptare al reflectorului pentru cel mai bun raport de radiație față-spate. După datele autorului, mărirea nivelului semnalului (atît la recepție, cît și la emisie) la o trecere de pe antena ground-plane (G.P.) pe „cubical quad" cu astfel de rame a fost în medie în jurul a 3 puncte „S". Trebuie amintit însă că adeseori mărirea nivelului semnalelor la trecerea de pe antena G.P. pe antena „cubical quad" se face, după cum se vede, nu numai prin îmbunătățirea directivității antenei, dar mai cu seamă prin funcționarea neeficientă a antenei G.P. din cauza unui pămînt prost, proastei adaptări sau degajări a acesteia, precum și a calității cablului de coborîre, asupra căruia fenomenul de îmbătrînire își pune pecetea. O situație asemănătoare este caracteristică și antenelor de radioamatori din orașele mari, cu atît mai mult cu cît în acestea este foarte greu să construiești un bun „pămînt" pentru instalațiile de radioemisie, iar fără el, antenele verticale funcționează cu eficiență redusă.



2

Și iată că, în același număr al revistei „Radio Communications" este descris un nou element pentru antena „cubical quad". Elementul activ pentru această antenă are o formă aparte și este arătat în figura 2. Acesta are o serie întreagă de calități față de elementul normal de formă pătrată, alimentat fie la mijloc, fie la capătul ramei — în colțul acesteia.

Partea reală a impedanței de intrare a unui astfel de element radiant, la variația frecvenței de la 0,8 pînă la 2,5 fo (fo este frecvența de rezonanță luată în calcul pentru elementul dat), crește doar de trei ori (de la 100 pînă la 300 Ω). Componenta reactivă în acest caz are un caracter slab capacitiv. Pe frecvența de rezonanță, partea reală a impedanței este egală cu 320 Ω, iar cea imaginară cu 200 Ω. Pe baza elementului descris se poate realiza un vibrator de bandă largă pentru „cubical quad" care să acopere fără vreo comutare benzile de amator de 14, 21 și 28 MHz. Optime sînt pentru lucru frecvențele cuprinse în intervalul 0,8 fo și 1,8 fo.



3

Atractivă este posibilitatea acestui element de a fi construit sub forma unei monturi total metalice. Aceasta permite mărirea rigidității mecanice a antenei în mod considerabil. În figura 3 este arătată o variantă modificată a elementului care dă posibilitatea construirii antenei cu polarizare circulară. Astfel de antene sînt foarte eficace, după cum semnalele stațiilor din benzile de unde scurte și unde ultrascurte pot avea orice polarizare care poate să se modifice în timp.

Pentru obținerea polarizării circulare, alimentarea celei de-a doua părți a vibratorului (în punctul BB') se face cu o diferență de fază de 90° în raport cu prima jumătate (punctul AA'). Aceasta se obține prin conectarea părții a doua a vibratorului la linia de alimentare printr-un cablu coaxial cu o lungime electrică de 1/4 λ.

Luînd în considerare ecartul de 0,8 ÷ 1,8 fo, se poate observa — după efectuarea unui calcul aritmetic elementar — că o antenă de tipul 2, cu diagrama de polarizare circulară calculată pentru una din benzile 14, 18 sau 21 MHz, acoperă cu succes 4 benzi de lucru; în felul acesta o antenă calculată pentru banda de 14 MHz va funcționa bine pînă la 11,2 MHz (banda inferioară) și 25,2 MHz (banda superioară), deci va acoperi ecartul benzilor 14, 18 și 24 MHz, iar în cazul calculării vibratorului pentru 21 MHz, antena va acoperi intervalul de la 16,8 ÷ 37,8 MHz, deci va acoperi ecartul benzilor de 18, 21, 24 și 28 MHz. Se subînțelege că aceste antene vor avea cîștigul optim în banda pentru care au fost calculate. Radioamatorul va putea opta pentru acea antenă care să-i confere posibilitățile cele mai variate pentru construirea ei, ținînd cont de banda de lucru dorită, dimensiunile acestei antene, cît și de materialele cerute de construcție și implicit de costul lor.

Dacă mai adăugăm și faptul că o antenă de dimensiuni reduse este ușoară și deci cu posibilități de rotire mai puțin complicate, vom căuta bineînțeles s-o dimensionăm cît mai aproape de banda în care dorim să lucrăm cel mai mult și unde propagarea să fie de cea mai lungă durată pe tot întinsul anului.

BIBLIOGRAFIE:

„Radio Communications" nr. 10/1970, Anglia

„Radio" nr. 4/1977, U.R.S.S.

QRP – 144 MHz

Transceiverul prezentat face parte din aparatele ce emit o putere redusă în modul de lucru CW, pe banda de 144 MHz, într-un ecart de frecvență de 150 kHz și recomandat ca avînd bune performanțe de revista „Radiotechnika".

De remarcat faptul că se pot recepționa emisiuni atît CW, cît și SSB, fiindcă receptorul este de tip sincrodină.

La recepție, semnalul este amplificat de tranzistorul T6 (BF173) și apoi aplicat grupului de diode din demodulator, unde sosește și semnalul de la heterodină. Componenta de audiofrecvență rezultată este amplificată de circuitul integrat IC1, de tip A741, și în continuare de tranzistorul T7 (BC107-BC171) și circuitul TBA810.

La emisie, oscilatorul conține un cuarț cu frecvența de 14,4 MHz într-un montaj Clapp. În modul realizat de VXO, prin multiplicările respective la emisie, se acoperă banda de 144-144,400 MHz.

Alimentarea etajului oscilator se face cu tensiune stabilizată de 10 V, provenită de la o diodă Zener de tip PL10.

Tranzistorul T1 din oscilator este un BC107 sau echivalent.

La ieșirea tranzistorului T2 (BF173—BF199), pe bobinele L1 și L2 se obține un semnal cu frecvența de 72 MHz. Tranzistorul T3 lucrează ca dublor și pe L3 avem deja 144 MHz. De remarcat faptul că manipularea telegrafică se face în acest etaj, manipulatorul fiind conectat în emitor.

Tranzistorul T4 este BF199 sau BFY90, iar tranzistorul final este 2N3866 sau BFW16A.

Diodele D1—D4 sînt de tip 1N4148.

Bobina L4 are 4 spire cu diametrul de 6 mm, din CuEm 0,8; bobina L5 are 3 spire, cu diametrul de 5 mm din CuEm 0,8; L6 are 12 spire cu diametrul de 5 mm, din CuEm 0,6, iar L7 are 5 spire cu diametrul de 7 mm, CuEm 0,8.

Transformatorul Tr. 1 se construiește ca în desene, pe un miez de ferită cu dimensiunile indicate.

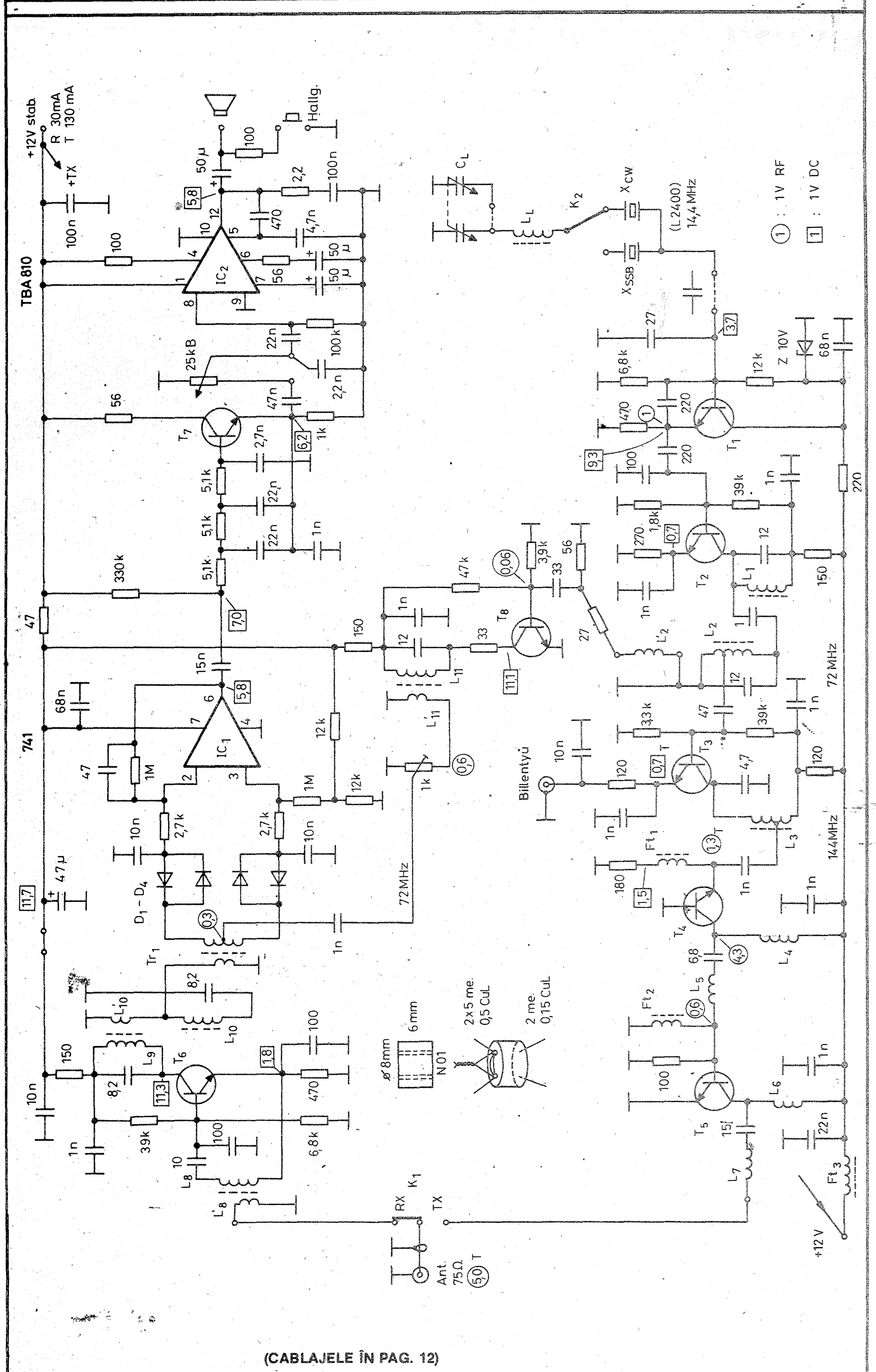
Șocurile de radiofrecvență se realizează pe miezuri de ferită pe care se bobinează sîrmă de CuEm 0,3 (aproximativ 25 de spire).

Bobinele L2—L2', L11-L11' au raport de transformare 5/1, iar acolo unde este cazul se scoate priză la 1/4 din numărul de spire.

Alimentarea generală se face cu tensiune de 12 V, stabilizată.

Alăturat prezentăm schema electrică și desenele cablajelor imprimate.

RADIOTECHNIKA, 3/1991



(CABLAJELE ÎN PAG. 12)

FILTRE ACTIVE DE SEPARARE

Ing. BARBU POPESCU

În scopul realizării unei sonorizări de calitate sînt folosite incinte acustice care conțin difuzoare de joasă, medie și înaltă frecvență.

De asemenea, există posibilitatea eliminării (în cazul în care se dispune doar de difuzoare de frecvențe înalte și joase corespunzătoare) domeniului frecvențelor medii, acționînd asupra potențiometrelor P3 și P2.

Filtrul se compune din următoarele elemente:

1. Etajul de intrare realizat cu tranzistorul T1 și piesele aferente, care are rolul de adaptare între sursa de semnal (mixer) și filtre.

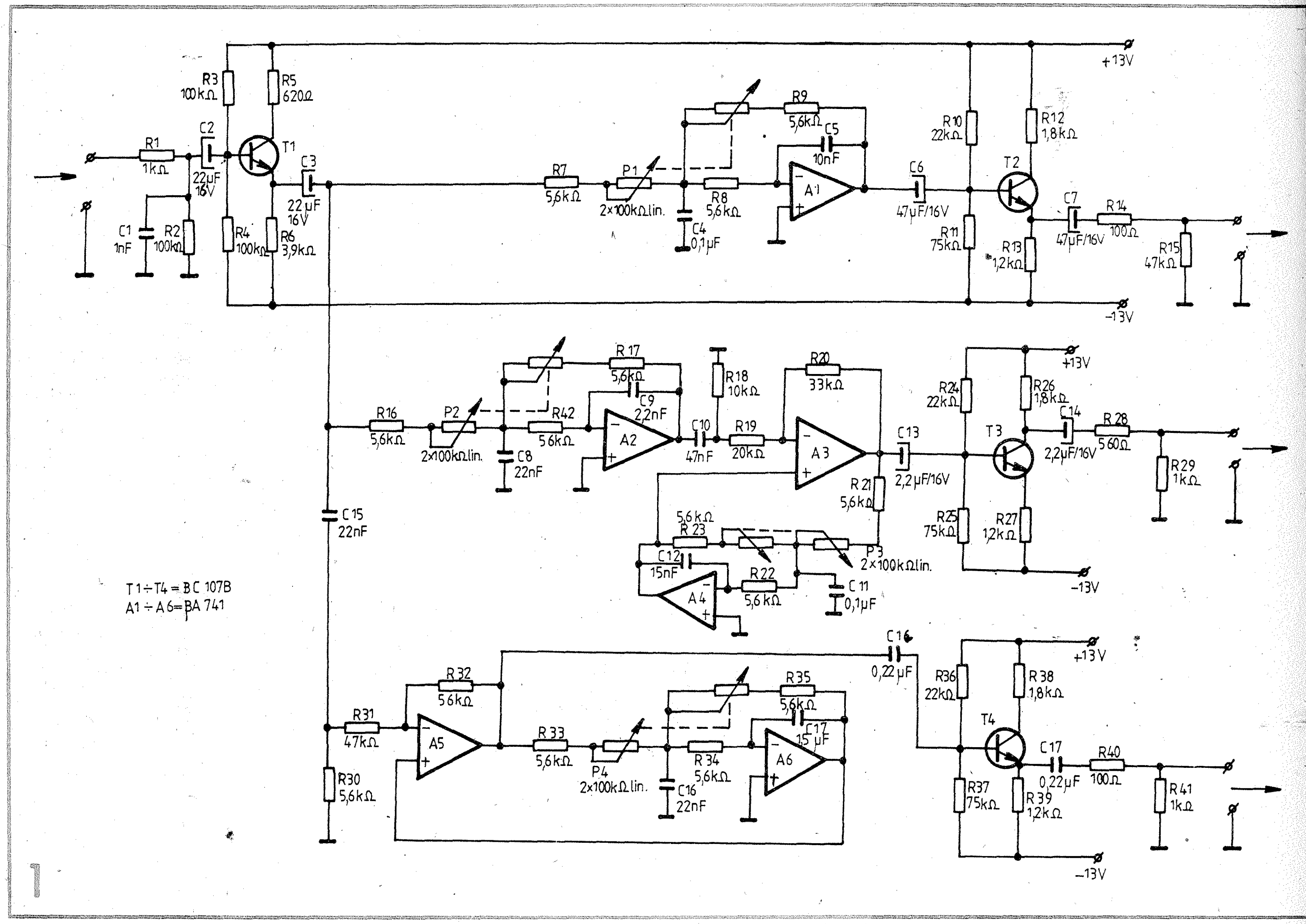
2. Filtrul de joasă frecvență realizat cu amplificatorul operațional A1 și piesele aferente; potențiometrul P1 permite variația frecvenței de tăiere (f1 în figura 2) în domeniul 260—1 500 Hz.

3. Filtrul de medie frecvență, realizat cu amplificatoarele operaționale A2, A3 și A4; potențiometrele P2 și P3 permit ajustarea acestui domeniu de frecvență în limitele 300—1 100 Hz și 1 000—6 000 Hz.

Se remarcă introducerea unui filtru asemănător ca structură cu cel de joasă frecvență în bucla de reacție negativă a amplificatorului operațional A3 în scopul realizării corecției domeniului frecvențelor medii inferioare (300—1 100 Hz).

4. Filtrul de înaltă frecvență, realizat cu amplificatoarele operaționale A5 și A6 și piesele aferente; potențiometrul P4 permite ajustarea domeniului 1 500—7 900 Hz.

La ieșirea fiecărui filtru se remarcă etajele de ieșire realizate cu tranzistoarele T2 și T4 în configurație repetor pe emitor și T3 în con-



1

Pentru a se obține un răspuns optim în frecvență și distorsiuni minime, se folosesc la puteri sub 100 W filtre de separare RLC.

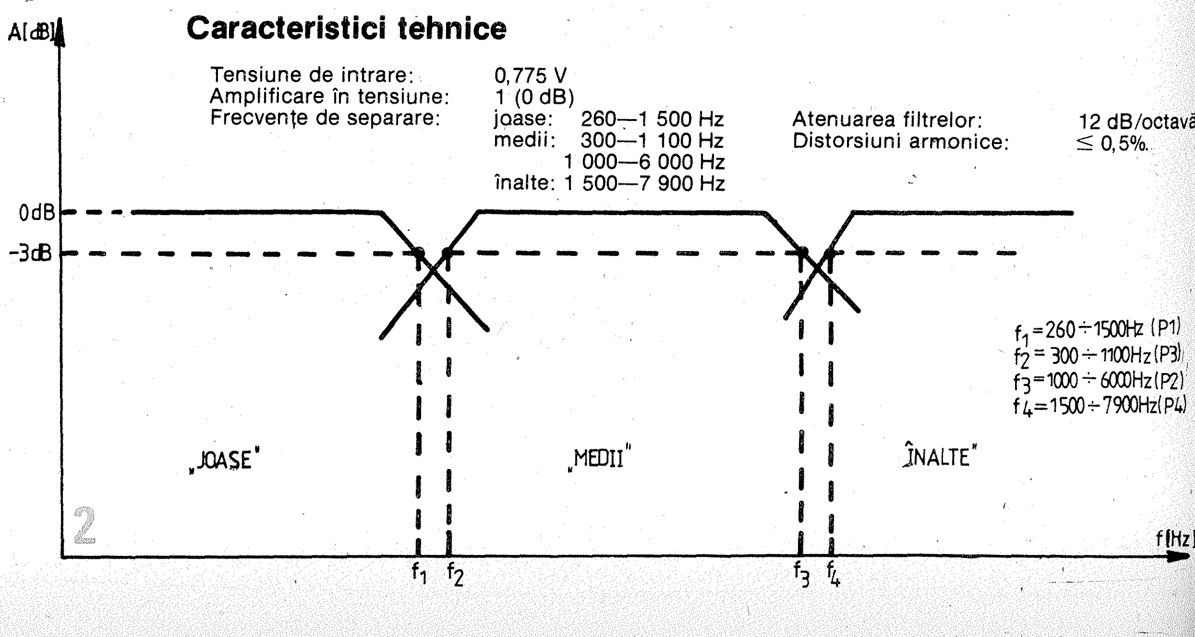
În cazul sonorizării unor suprafețe mari, săli etc. se folosesc filtre de separare active; semnalul audio este aplicat unor amplificatoare audio specializate în domeniul frecvențelor joase, medii și înalte.

Filtrul activ de separare (a cărui schemă este indicată în figura 1) reprezintă o variantă a celui prezentat în revista R.T.E. nr. 5/1985; el permite separarea spectrului audio în trei zone corespunzător frecvențelor joase, medii și înalte.

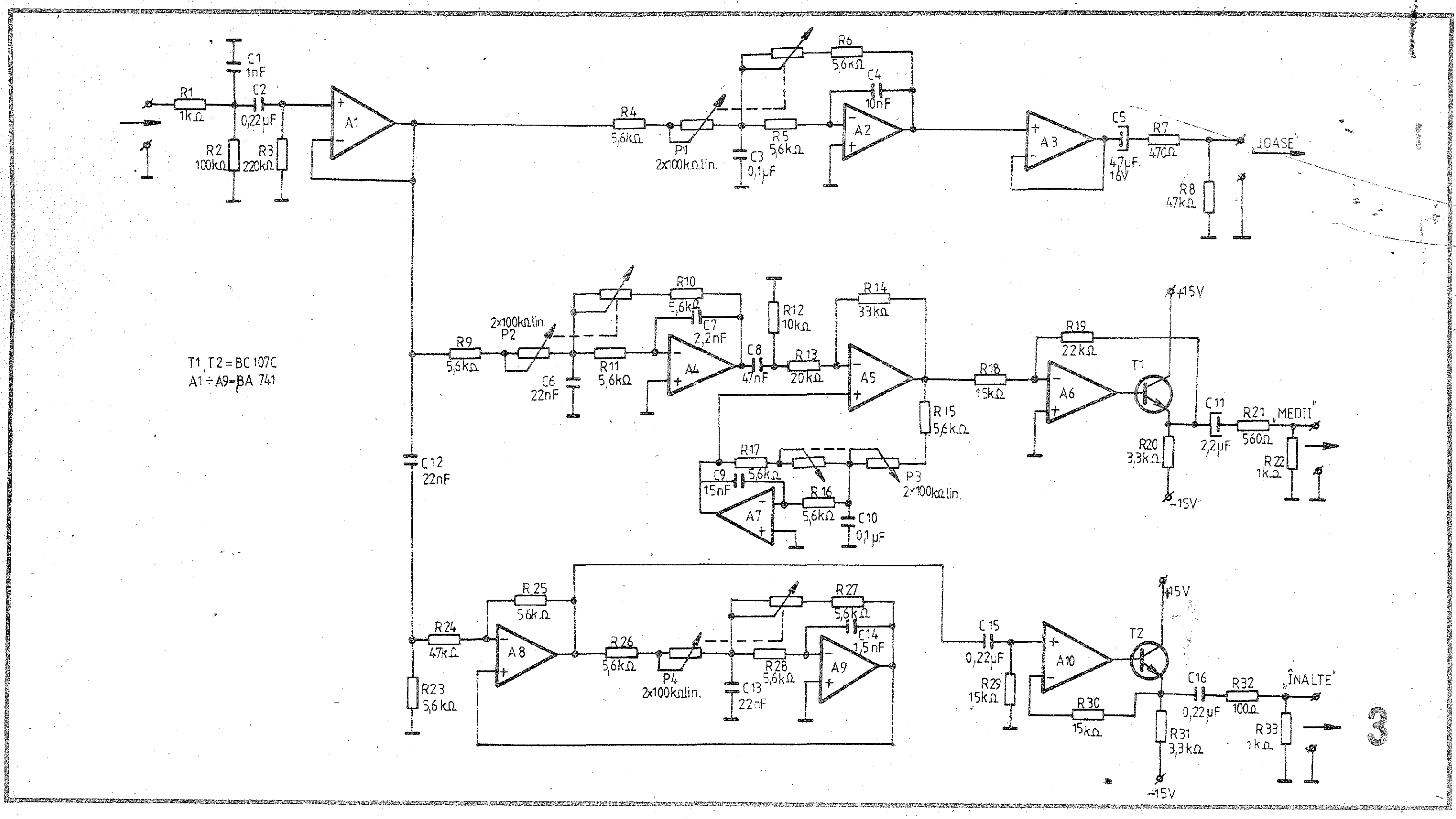
Marele avantaj al acestui filtru constă în faptul că frecvențele de separare (f1 și f2, f3 și f4) nu sînt fixe, ele putînd fi modificate în funcție de răspunsul în frecvență al difuzoarelor folosite.

Caracteristici tehnice

Tensiune de intrare:	0,775 V
Amplificare în tensiune:	1 (0 dB)
Frecvențe de separare:	joase: 260—1 500 Hz
	medii: 300—1 100 Hz
	1 000—6 000 Hz
	înalte: 1 500—7 900 Hz
Atenuarea filtrelor:	12 dB/octavă
Distorsiuni armonice:	≤ 0,5%.



2



figurație cu emitorul comun, în scopul compensării defazajului introdus de filtrul de frecvență medie.

La ieșirea fiecărui filtru se pot conecta amplificatoare de putere specializate în domeniul frecvențelor joase, medii și înalte, cu potențiometrele de volum corespunzătoare.

Alimentarea se face de la o sursă stabilizată de ± 13 V.

Filtrul prezentat în figura 3 reprezintă o variantă a celui din figura 1, în care, în scopul îmbunătățirii performanțelor, etajele realizate cu tranzistoare au fost înlocuite cu etaje similare, realizate cu circuite integrate.

Performanțe mai ridicate se pot obține folosind circuite de tip BO82, BO84 (TLo82, TLo84).

Funcționarea acestui filtru este similară cu a celui prezentat în figura 1. El nu prezintă alte particularități, cu excepția faptului că alimentarea se face de la o sursă de ± 15 V.

Deși conțin un număr destul de ridicat de componente, iar alegerea domeniului de frecvență optim necesită o anume experiență, montajele prezentate permit obținerea unor rezultate deosebite.

PREAMPLIFICATORUL QUAD 44

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Ing. AURELIAN MATEESCU

TABELUL 3

SENSIBILITATE NOMINALĂ DE INTRARE	TENSIUNEA MAXIMĂ LA INTRARE (la f = 1 kHz)	IMPEDANȚA DE INTRARE Zi/Ci	RAPORTUL S/Z norma DIN — A
1 mV	35 mV	47 kΩ/47 pF	63 dB
3 mV	100 mV	47 kΩ/47 pF	72 dB
10 mV	300 mV	47 kΩ/230 pF	82 dB

TABELUL 4

TIPUL MODULULUI	SENSIBILITATEA NOMINALĂ (μV)	TENSIUNEA LA INTRARE MAXIMĂ LA f = 1 kHz (mV)	Zi/Ci	RAPORT SEMNAL/ZGOMOT DIN — A (dB)	R1 (Ω)	C1 (nF)	R13 (Ω)	R17 (kΩ)	R21 (kΩ)	C5 C6 (μF)
A	300	14	470 Ω/22 nF	72	470	22	22	68	560	47
B	100	4,4	100 Ω/68 nF	64	100	68	6,8	100	1 200	68
C	300	14	100 Ω/68 nF	72	100	68	22	68	560	47
D	100	4,4	470 Ω/22 nF	64	470	22	22	100	1 200	68
E	300	14	100 Ω/1,5 μF	72	100	1 500	22	68	560	47

Acest etaj al preamplificatorului QUAD 44 prezintă cîteva soluții mai puțin cunoscute, dar deosebit de interesante pentru data apariției aparatului și care prefigurau imperativele deceniului 9, al compact-discului și al înregistrărilor digitale (fig. 6).

Primul etaj, echipat cu un A.O., este destinat reglajului de volum prin modificarea reacției paralele de tensiune aplicate A.O. Prin micșorarea amplificării la niveluri reduse scade și zgomotul propriu al amplificatorului, deci se obține un raport semnal/zgomot bun la niveluri reduse de audiție.

Urmează un filtru pentru frecvențe înalte de tip LC cu următoarele posibilități:

— alegerea frecvenței de la care începe tăierea filtrului (5 kHz, 7 kHz sau 10 kHz);

— reglarea pantei de tăiere a filtrului în limitele 0—25 dB/octavă;

— by-pass-area filtrului prin trecerea pe poziția CANCEL, semnalizată de către o diodă LED.

Reglajul balansului precede circuitul corector de ton care reprezintă o soluție similară circuitului Baxendall devenit clasic. Se observă însă că apar unele modificări:

— reglajul nu este continuu, ci în trepte;

— profunzimea reglajului este foarte mică, de maximum ± 2 dB.

În circuit s-a introdus un comutator BASS CONTROL cu următorul rol:

— în poziția „0" asigură o trecere liniară a frecvențelor joase;

— în poziția 150 Hz sau 300 Hz asigură o tăiere a frecvențelor joase din domeniul sub 150 Hz (300 Hz) cu cca 5 dB;

— în celelalte poziții se obține o accentuare a frecvențelor joase (sub 200—300 Hz) cu valori de +3, +6 sau +9 dB. Accentuarea aceasta este necesară în cazul utilizării unor incinte cu randament scăzut la frecvențe joase.

Trebuie precizată poziția producătorului privind soluția adoptată pentru controlul tonului de acest tip.

În prezent aparatura de înregistrare și redare a sunetului este ajunsă la un nivel suficient de ridicat de calitate ce să nu justifice intervenții exagerate în mesajul muzical. Apoi, trebuie să ținem cont că, în studio, înregistrările sînt executate de ingineri de sunet, care execută toate corecțiile necesare pentru reliefarea mesajului muzical al interpreților. Se consideră, deci, ca pentru înțelegerea mesajului să nu se intervină brutal cu corectoare, ce modifică substanțial și neavenit „materia" sonoră.

Comutatorul marcat TILT CONTROL asigură corecția tonului în jurul frecvenței centrale de 1 kHz în favoarea unui capăt al benzii și în defavoarea celuilalt capăt, dar cu valori foarte mici (1 dB). În acest fel nu se modifică mesajul muzical original, calitatea sa, ci se obține numai o modificare ușoară a tonalității inițiale a sunetului (mai ștearsă sau mai strălucitoare). Soluția aceasta seamănă cu soluția registrelor de ton utilizată cu 20—30 de ani în urmă la aparatele cu tuburi electronice.

Ca un argument în plus la această soluție este constatarea pe care a făcut-o oricare audiofil care a ascultat înregistrările muzicale pe compact-disc sau pe bandă magnetică (DAT). În mod sigur, a constatat că nu se simte nevoia nici unei corecții de ton, „totul" fiind spus încă de la înregistrarea de studio.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

DEMODULATOARE FM DE BANDĂ LARGĂ

MIRCEA BRÂNZAN, YO3BBK
TIBERIU URSOIU, YO3-200193/B

Prezentul articol va aborda o temă de mare interes la ora actuală, și anume demodulatoarele FM de bandă largă, destinate recepției emisiunilor TV și radio transmise prin intermediul sateliților geostaționari de telecomunicații. Pentru a cîștiga timp și spațiu nu va fi abordată decît în mică măsură partea teoretică a problemei, în schimb se vor trece în revistă cu comentarii la obiect acele montaje care și-au probat în decursul timpului bunele performanțe, siguranța în funcționare și nu în ultimă instanță originalitatea și simplitatea soluțiilor. Pe parcursul articolului vor fi prezentate atît aplicații ale componentelor unor firme de prestigiu din străinătate, cît și replicile lor autohtone.

Pentru început va fi prezentat un circuit integrat demodulator FM de bandă largă, al firmei englezești Plessey, și anume SL1455. Este unul dintre cele mai performante componente în domeniu la această oră, cu acesta obținîndu-se un prag de demodulare tipic de 7 dB.

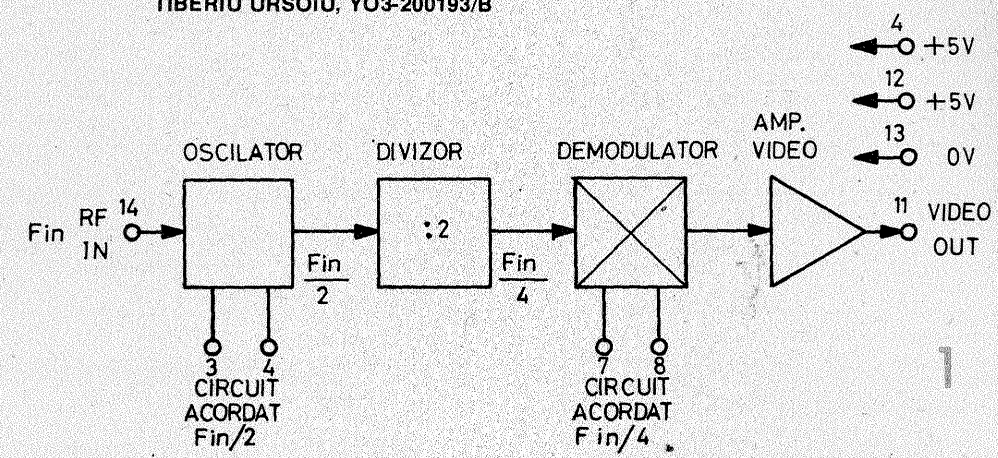
În figura 1 este descrisă schema-bloc internă a circuitului. Pentru inițiații în domeniu, dar care nu cunosc exact modul de funcționare a acestuia, trebuie arătat că originalitatea soluției constă în utilizarea unui oscilator sincron (oscilator „tîrît"), cu semnalul aplicat la intrare, cu valoarea frecvenței Fin. Valoarea frecvenței oscilatorului este însă Fin/2. Semnalul preluat de la oscilator, dar care poartă amprenta semnalului aplicat la intrare (pin 14), este preluat de un divizor cu 2 și apoi astfel precondiționat intră în demodulatorul în cvadratură, avînd valoarea Fin/4. Semnalul demodulat astfel obținut este amplificat în interiorul circuitului integrat, iar rezultatul demodulării este prezentat în figura 2. Deosebit este faptul că această componentă poate opera cu aceleași performanțe în domeniul de frecvențe 300—700 MHz, funcție de valoarea Fi-ului ales. În figura 2 sînt prezentate diagramele de demodulare obținute la valorile standardizate ale Fi-urilor de 612 și 480 MHz, pentru circuitele oscilante din etajul demodulator, avînd factorul de calitate Q specificat în diagrame.

Aplicația concretă este prezentată în figura 3. Noutatea — față de aplicația clasică de demodulare cu această componentă — constă în introducerea unei bucle de compensare a întîrzierilor de fază, în zona subpurtătoarei de crominanță în PAL, pe frecvența de 4,43 MHz. Datorită acesteia poate fi coborît pragul de demodulare în această zonă a spectrului demodulat, fără a fi afectate celelalte componente ale spectrului. Pentru aceasta se acordează L3 pe frecvența de 4,43 MHz. Pentru performanțe maxime, valorile pieselor din schema electrică prezentată în figura 3 trebuie respectate cu strictețe. În tabelul 1 sînt date valorile specifice ale componentelor R1, C1 și D1, pentru valori ale Fi-urilor de 480 și 612 MHz.

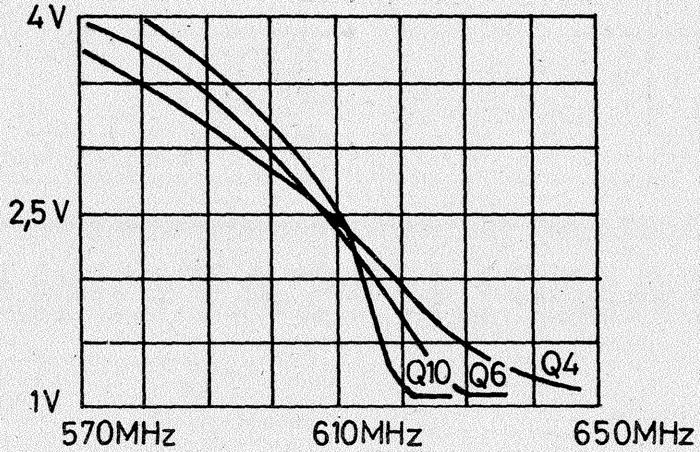
Posesorii unor astfel de componente (de altfel, foarte scumpe) trebuie să apeleze la niște buni specialiști, care să proiecteze judicios cablajul imprimat, altfel performanțele pot fi din start compromise.

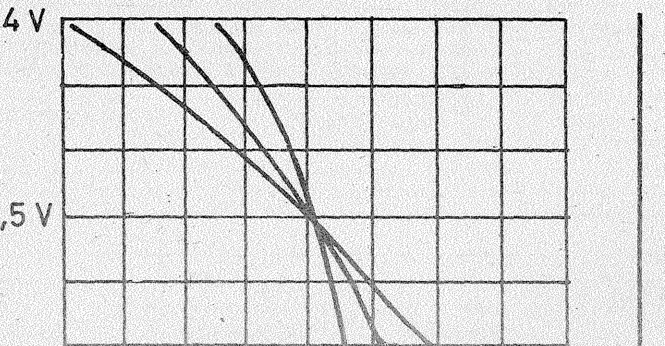
Un alt circuit integrat demodulator, bine cotat de specialiștii genului, este tipul SL1451. El aparține tot firmei Plessey, iar rezultatele obținute cu acesta sînt notabile: prag de demodulare tipic 8 dB.

Schema lui de funcționare, dar numai cea principială, este prezentată în figura 4. În ansamblu, circuitul realizează o buclă PLL. Organizarea lui internă este substanțial de complexă, el conținînd toate elementele active necesare efectuării funcției de demodulare. Amplificatorul propriu de radiofrecvență permite la intrare semnale cu nivel cuprins între −25 dBm și 0 dBm, fără ca rezultatul demodulării să se modifice. Acest amplificator este cuplat intern cu detectorul de fază, care permite comparări ale fazei, cu precizie de aproximativ 1°. Eroarea de fază detectată este apoi amplificată de amplificatorul video și poate fi transmisă simultan pe două căi: una care reglează oscilatorul comandat în tensiune (OCT), prin bucla de reglaj de ordinul I, și o alta, bucla de reglare de ordinul II, care în aplicația practică din figura 5 compensează întîrzierile de fază în zona subpurtătoarei de crominanță pe frecvența de 4,43 MHz (pentru PAL), prin intermediul circuitului oscilant L3.



1





2

TABEL 1

Fin	480 MHz	612 MHz
R1 [Ω]	270	330
C1 [pF]	47	27
D1 [IPRS]	BB139	BB125

TABEL 2

Fin [MHz]	480	612
L1 [nH]	15	12
L2 [spire]	8	4 1/2
C1 [pF]	5,6	3,9
C2 [pF]	4,7	3,3
C3 [pF]	4,7	3,3
C4 [pF]	5,6	3,3
C5 [pF]	270	330

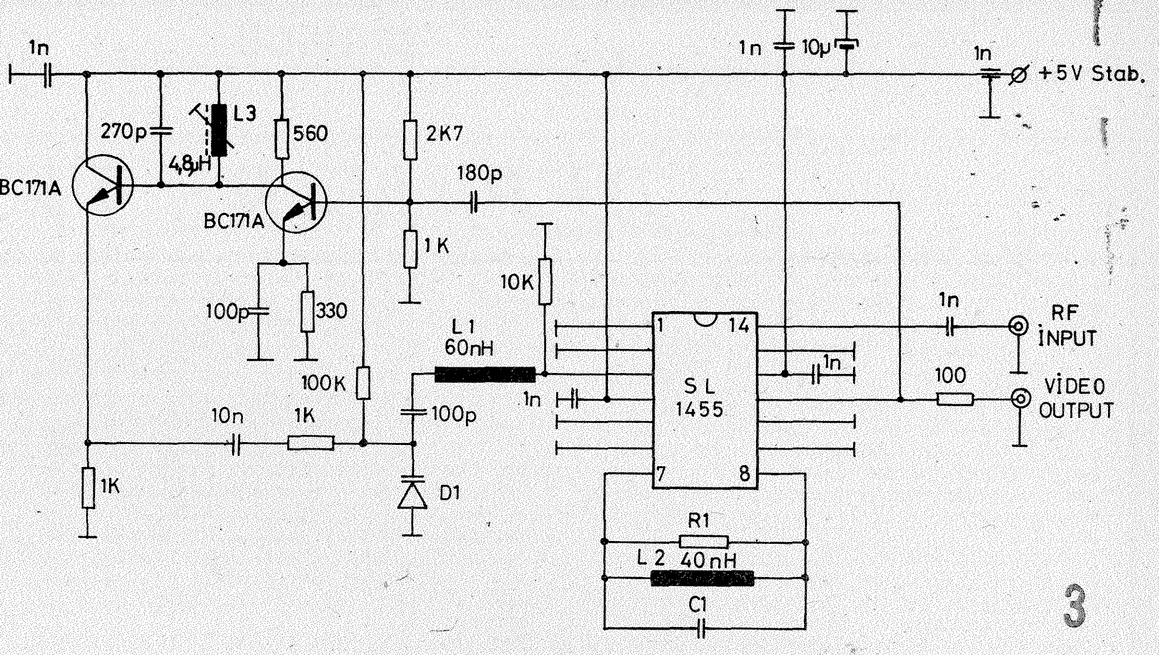
Circuitul integrat SL1451 poate opera cu aceleași performanțe în domeniul de frecvențe 300—700 MHz, la fel ca și SL1455, dar cu performanțe mai slabe decît acesta din urmă (prag de demodulare tipic 8 dB, dar totuși foarte bun).

De asemenea, acest circuit, grație unui detector încorporat, furnizează la pinul 9, pe rezistența de 10 kΩ, un semnal de curent continuu proporțional cu nivelul semnalului RF injectat la pinul 11. Acest semnal poate fi prelucrat într-o buclă de AGC.

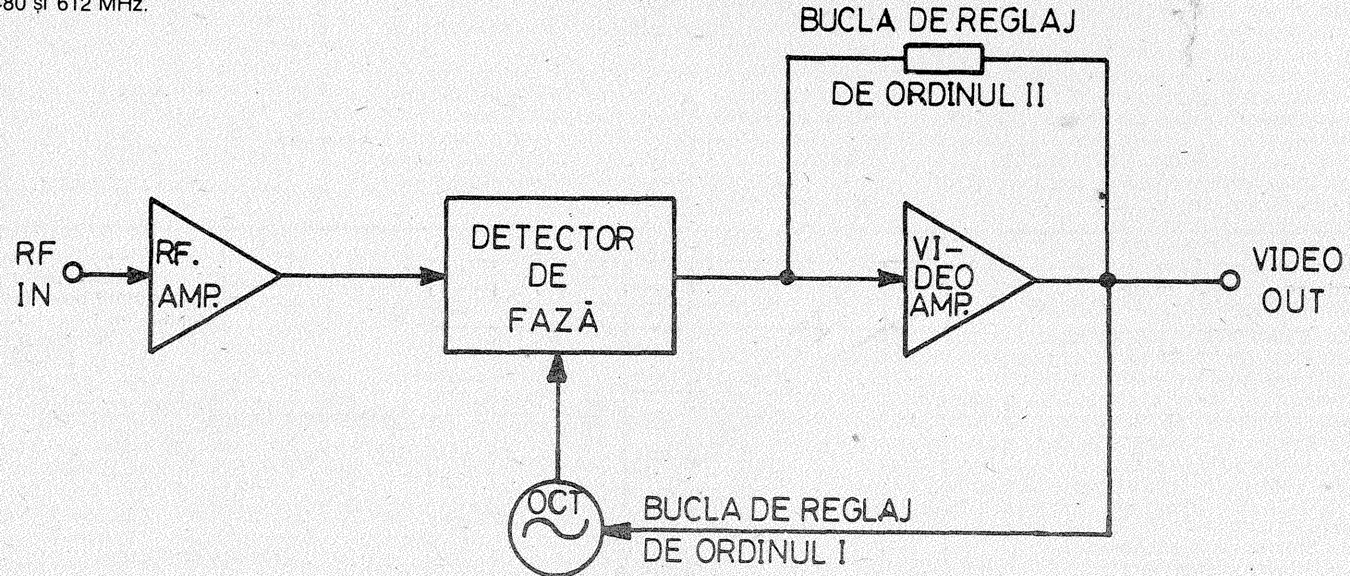
În figura 5 este prezentată o aplicație practică de maxim randament. Se observă că la ieșire pot fi furnizate simultan semnal video complex, corespunzător emisiunii recepționate și semnal video complex inversat, necesar într-o serie de aplicații.

Cu valorile din schemă pot fi demodulate semnale cu deviație de aproximativ 36 MHz vîrf la vîrf.

În tabelul 2 sînt specificate valorile componentelor L1, L2, C1, C2, C3, C4, C5, pentru buna funcționare a demodulatorului, la valori ale FI-urilor de 480 și 612 MHz.

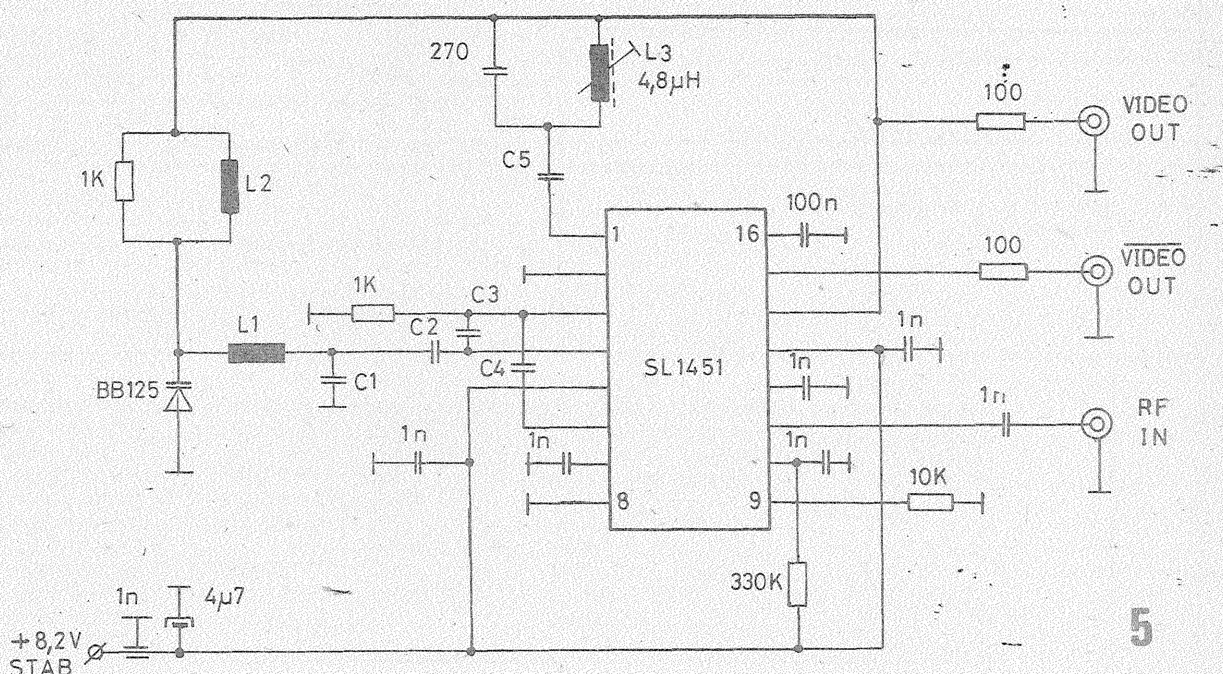


3



4

În figura 6 este prezentată o replică românească de demodulator de mare performanță. Acesta a fost pus la punct de către radioamatorii Virgil Grigori — YO3DFH și Mircea Brânzan — YO3BBK, încă din anul 1988. Cu sau fără acceptul realizatorilor (schema nu a fost publicată pînă în prezent decît într-o variantă inițială), montajul s-a răspîndit în anumite medii de „întreprinzători" și a fost executată într-un număr mare de exemplare, ceea ce a verificat însă valabilitatea ideii. Menționăm că toate componentele utilizate sînt românești.



5

Demodulatorul este realizat după metoda PLL-ului, avînd în componență, în principal, un comparator de fază cu circuitul integrat ROB796 și un oscilator (multivibrator) de RF, cu două tranzistoare BFY90, comandat în curent. Buclele de reglaj (sînt două, pentru că sistemul lucrează diferențial) realizează o amplificare în curent, datorită tranzistoarelor tip BF173, conectate în montaj Darlington. Tranzistoarele tip BF200 lucrează ca amplificatoare cu baza la masă, fiind atacate în emitoare, de semnalul demodulat. Ele au rolul de a uniformiza nivelul semnalului video amplificat pe o bandă cît mai largă (pînă la 10 MHz). Nivelul de semnal tranzitat de acestea se stabilește din potențiometrul semireglabil de 10 kΩ. Din potențiometrul semireglabil de 5 kΩ se ajustează simetria semnalului demodulat, iar din cel de 250 Ω se stabilește curentul de repaus (fără semnal la intrarea de RF) pentru oscilatorul comandat în curent. Corectarea întîrzierilor de fază în zona subpurtătoarei de crominanță în PAL se realizează reglînd inductanța L3 și potențiometrul semireglabil de 2,5 kΩ aferent pentru ca circuitul oscilant să rezoneze pe frecvența de 4,43 MHz. Semnalul video complex corect obținut este apoi aplicat amplificatorului video tip ROB733, la pinii 1 și 14, după ce în prealabil este trecut printr-un circuit RC de dezaccentuare, format din rezistențele de 1 kΩ și condensatorul de 220 pF. Amplificarea circuitului se stabilește din potențiometrul semireglabil de 2,5 kΩ aferent. La pinii 7 și 8 se obține semnalul video complex „direct" și „invers".

Acest demodulator a fost testat în gama de frecvență 150—550 MHz, cu aceleași performanțe, majoritatea circuitelor integrate ROB796 comportîndu-se mai mult decît onorabil. Frecvența de lucru este stabilită în principal de inductanța L1, care se stabilește în mod adecvat de la o aplicație la alta. De exemplu, pentru frecvența de 200 MHz, aceasta a fost realizată direct pe cablajul imprimat, avînd forma literei „U", înaltă de 35 mm, cu lățimea liniei de 1,5 mm și distanța dintre brațe de 8 mm. Inductanța L2 este realizată din două tronsoane de sîrmă CuEm Ø 0,6 mm, lungi de 25 mm și cuplate inductiv cu brațele lui L1. Coeficientul de cuplaj între L1 și L2 își are, bineînțeles, importanța sa în calitatea semnalului demodulat.

Rezultatele obținute au fost în majoritatea cazurilor la fel de bune sau chiar mai bune decît cele oferite de circuitele integrate SL1451 sau SL1455 la un montaj, ce este drept, mai complicat, dar în orice caz mai ieftin și realizat în întregime cu componente românești.

(CONTINUARE ÎN PAG. 17)

DEPANARE TV

MODULUL SINCROPROCESOR

În televizoarele alb-negru din seria „Diamant", modulul sincroprocesor are ca element principal circuitul integrat specializat TBA950. Acest etaj foarte important din televizor este alimentat cu tensiune de 9 V, cu semnal videocomplex de la ieșirea 12 a circuitului TDA440, prin componentele C401 și R401, precum și cu impulsuri de la transformatorul de linii. De remarcat faptul că rezistorul R401 are o valoare foarte mare, de aproximativ 2,7 MΩ, iar defectarea sa este foarte frecventă și ea se manifestă printr-o desincronizare atît pe verticală, cît și pe orizontală a televizorului.

Amintim că semnalul videocomplex se aplică etajului sincroprocesor prin condensatorul C401 cu valoarea de 330 nF. Dacă acest condensator se întrerupe, etajul nu primește semnal, deci o desincronizare totală a televizorului, dar dacă condensatorul se scurtcircuitează, componenta continuă de la ieșirea lui TDA440 se aplică primului etaj din TBA950 și deci se modifică total funcționarea, ceea ce se traduce tot prin desincronizare totală a televizorului.

Tot desincronizare totală a televizorului determinată de unele componente pasive apare prin deteriorarea componentelor R403 și C408, care au menirea de a proteja etajul de impulsuri parazite sau de supratensiuni.

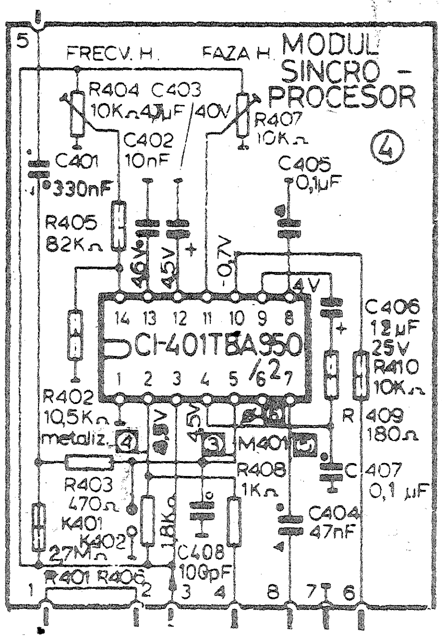
Frecvența oscilatorului de linii este stabilită de grupul R402, R404, R405 și condensatorul C402. Trimerul R404 stabilește frecvența la valoarea de 15 625 Hz prin variația tensiunii de pe terminalul 14. Din acest grup, cînd desincronizarea apare pe orizontală, se va verifica în primul rînd trimerul R404.

Stabilitatea pe verticală depinde în mare parte de starea componentelor C404 și R515 din modulul baleiaj pe verticală. În modulul sincroprocesor este plantat și condensatorul C403, cu influență deosebită în funcționarea baleiajului pe orizontală.

Valoarea nominală a acestui condensator este 4,7 µF și orice abatere de la această valoare provoacă instabilitatea sincronizării, apariția unor imagini multiple, deformarea dimensiunilor și marginilor imaginii.

Dacă aceste defecte sînt determinate de elementele RC, după cum am arătat, respectivele defecte pot fi provocate și de defectarea circuitului TBA950.

Atunci cînd în televizor apar defecte privind sincronizarea, primele operații de depanare constau în verificarea elementelor RC și atunci cînd se constată că aceste elemente sînt bune, se va căuta înlocuirea circuitului TBA950. Verificarea acestui circuit este destul de dificilă, practic înlocuindu-se total modulul sincroprocesor.

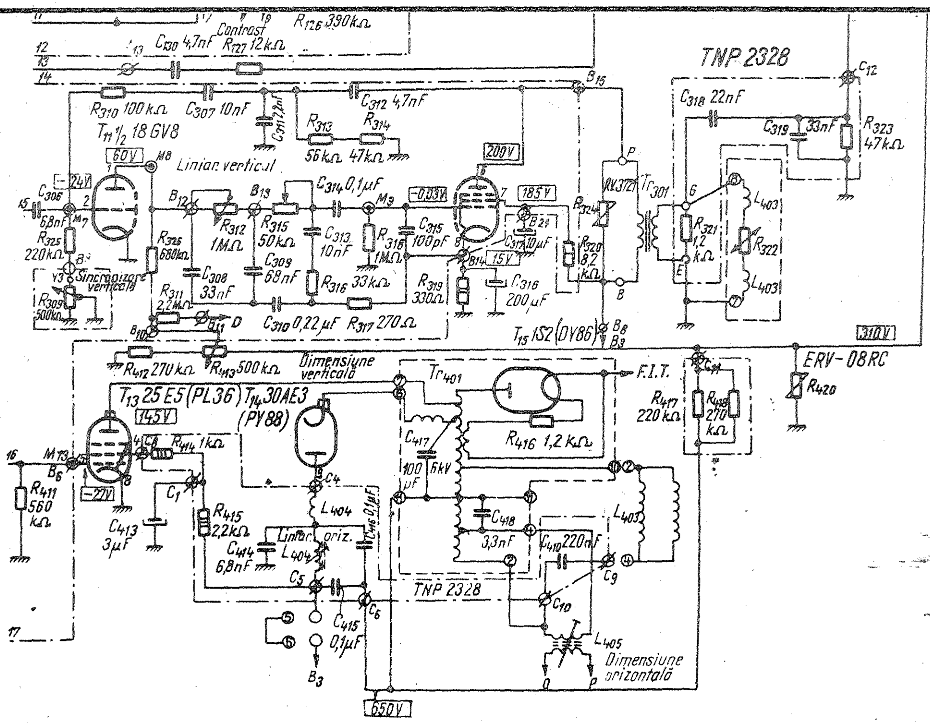


Dl. VIDRASCIUC EUGEN — Iași

La televizorul VS59-663 este normal ca filamentul tubului DY86 să nu primească alimentare dacă etajul final linii nu funcționează.

Trebuie să verificați tensiunea anodică în general, tensiunea pe grila-ecran la tubul PL36, care trebuie să fie 145 V, și dacă există tensiune recuperată (puțin probabil).

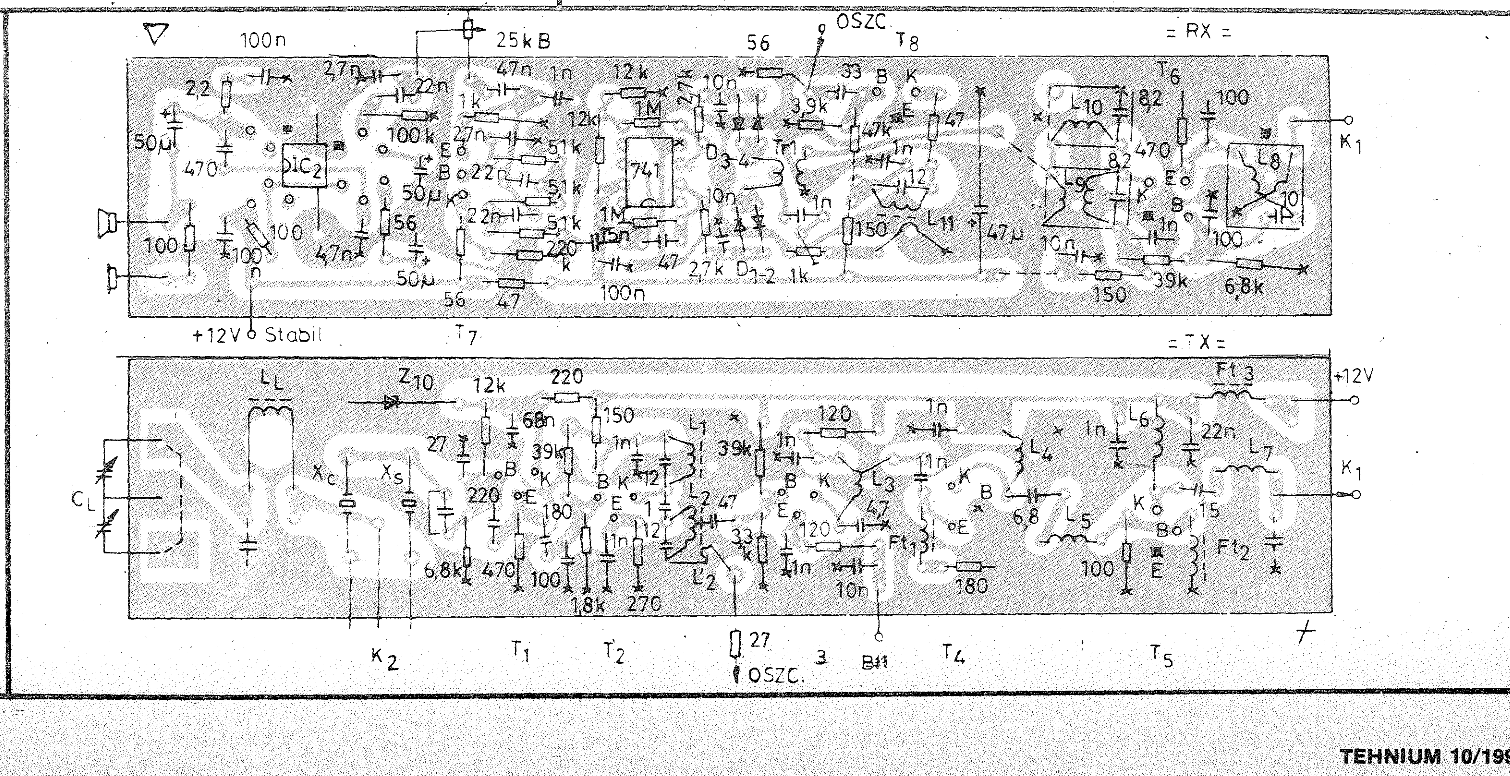
Va trebui să înlocuiți condensatorul C414, după ce sînteți convins că tuburile PL36 și PY88 sînt bune.



Dl. POGOREANU HORAȚIU — București

Cele două condensatoare de la intrare au cîte 200 pF fiecare. Bobina are 16 spire CuEm 0,6, cu diametrul de 8 mm, priză la spira 12. Șocul are 30 de spire, pe un miez de ferită.

(URMARE DIN PAG. 7)



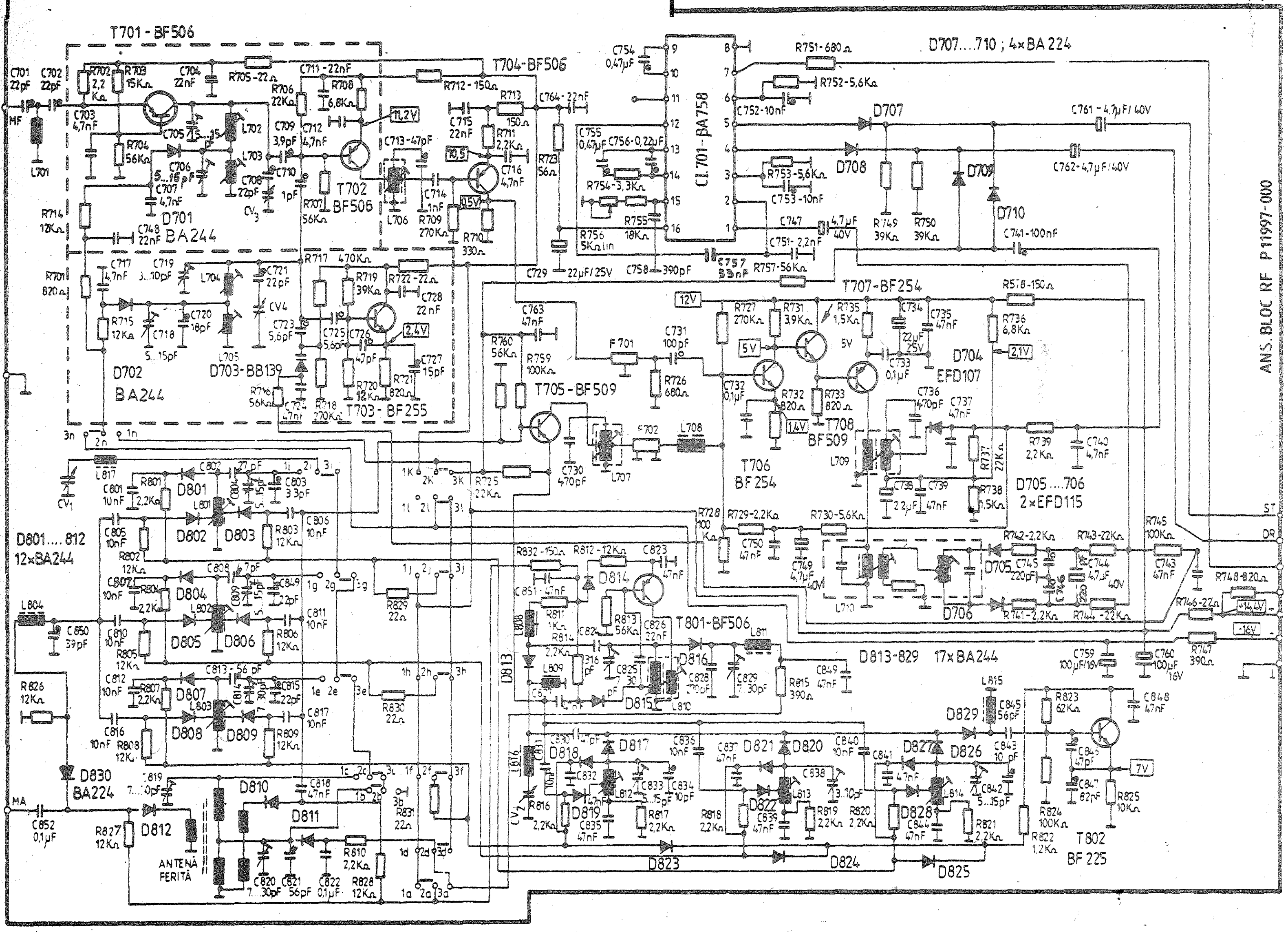
Dl. LUNGOCI ADRIAN — Fetești

Vă prezentăm alăturat blocul RF de la Stereo-Compact, solicitat de dv. Sperăm ca, avînd la dispoziție schema, să rezolvați depanarea.

Dl. BIRĂU LUIGI — Hunedoara

Apariția în orice condiții a unei culori denotă o dereglare a televizorului.

Remedierea se face cu ajutorul unui generator de semnal și cu ceva experiență tehnică.

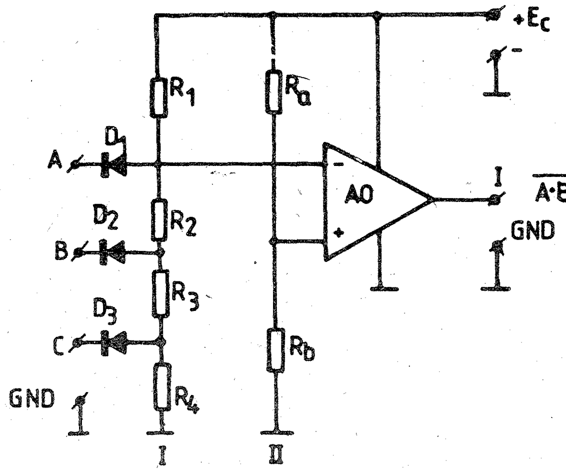


LAZĂR CORNEL — Timișoara

Vă prezentăm alăturat tabele cu echivalența unor circuite integrate de diverse producții care cred că vă vor fi de folos.

TYPE TO BE REPLACED	SIGNETICS REPLACEMENT
AD741CN	µA741CN
AD559JD	MC1408-8F
AD559K	MC1408-8F
AD559KD	MC1408-8F
AD559S	MC1508-8F
AD559SD	MC1508-8F
AM555DC	NE555F
AM555DM	SE555F
AM555HC	NE555H
AM555HM	SE555H
AM555TC	NE555N
AM723DC	µA723CF
AM723DM	µA723F
AM723HC	µA723CH
AM723HM	µA723H
AM741DC	µA741CFE
AM741DM	µA741FE
AM747DC	µA747CF
AM747DM	µA747F
AM747HC	µA747CH
AM747HM	µA747H
AM748DC	µA748CF
AM748DM	µA748F
AMLM111H	LM111H
AMLM211D	LM211F
AMLM211H	LM211H
AMLM311D	LM311F
AMLM311H	LM311H
CA111F	LM111F
CA111T	LM111H
CA124F	LM124F
CA139AF	LM139AF
CA139F	LM139F
CA211F	LM211F
CA211T	LM211H
CA224F	LM224F
CA239AF	LM239F
CA239F	LM239F
CA301AF	LM301AFE
CA311F	LM311F
CA311T	LM311H
CA324E	LM324N
CA324F	LM324F
CA339E	LM339N
CA339F	LM339F
CA555CE	NE555N
CA555CF	NE555F
CA555CT	NE555H
CA555F	SE555F
CA555T	SE555H
CA723CE	µA723CN
CA723CT	µA723CH
CA723E	µA723N
CA723T	µA723H
CA741CE	µA741CN
CA741CF	µA741CFE
CA741F	µA741FE
CA747CF	µA747CF
CA747CT	µA747CH
CA747F	µA747F
CA747T	µA747H
CA748CE	µA748CN
CA748CF	µA748CF
CA748F	µA748F
CA1458E	MC1458N
CA1458F	MC1458FE
CA1458T	MC1458H
CA1558T	MC1558H
CA3081E	CA3081N
CA3082E	CA3082N
CA3183E	CA3183N
DM7820AJ	DS7820AF
DM7820J	DS7820F
DM7830J	DS7830F
DM7880J	DS7880F
DM8820AJ	DS8820AF
DM8820AN	DS8820AN
DM8820J	DS8820F
DM8820N	DS8820N
DM8830J	DS8830F
DM8830N	DS8830N
DM8880J	DS8880F
DM8880N	DS8880N
DS1488J	MC1488F
DS1489AJ	MC1489AF
DS1489J	MC1489F
DS7820AJ	DS7820AF
DS7820J	DS7820F
DS7830J	DS7830F
DS7880J	DS7880F
DS8820J	DS8820F
DS8820AJ	DS8820AF
DS8820AN	DS8820AN
DS8820N	DS8820N
DS8830J	DS8830F
DS8830N	DS8830N
DS8880J	DS8880F
DS8880N	DS8880N
LM111D	LM111F
LM111H	LM111H
LM111J	LM111F
LM111L	LM111H
LM119D	LM119F
LM119H	LM119H
LM119J	LM119F
LM124D	LM124F
LM124J	LM124F
LM139D	LM139F
LM139J	LM139F
LM158H	LM158H
LM158JG	LM158FE
LM158L	LM158H
LM161D	SE529F
LM161H	SE529H
LM161J	SE529F
LM193L	LM193H

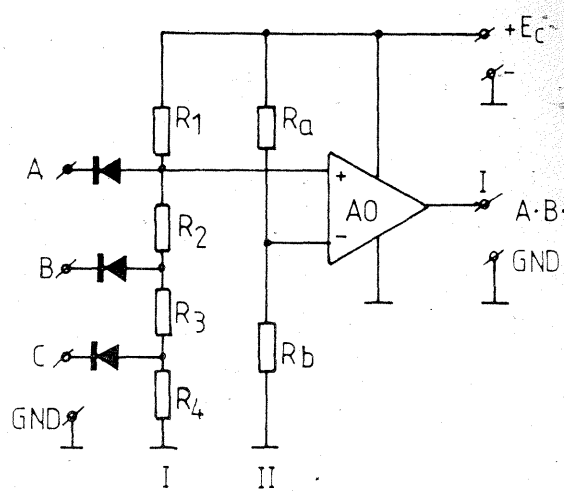
POARTĂ LOGICĂ CU AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL



1

În cele ce urmează se prezintă modul de realizare a unei porți logice de tip ȘI-NU și a unei porți logice de tip ȘI.

Metoda este simplă, este aplicabilă teoretic pentru un număr oricît de mare de intrări și este duală, în sensul că se poate trece ușor de la o poartă ȘI-NU la una ȘI și invers.



2

În principiu, este folosită proprietatea de comparator a amplificatoarelor operaționale.

Figura 1 ilustrează o poartă logică de tip ȘI-NU cu 3 intrări. Atît timp cît oricare din diodele D1, D2, D3 este catodul pus la masă, (GND), ieșirea amplificatorului operațional se va găsi în starea „SUS" (Ec). Cînd toate diodele vor fi la un potențial apropiat de cel al alimentării sau în aer, atunci ieșirea I se va găsi în starea „JOS" (0 V).

Similar cu funcționarea unei porți ȘI-NU va lucra și poarta de tip ȘI cu deosebirea că se vor inversa stările de ieșire față de cazul anterior.

Pentru a proiecta o poartă cu „n" intrări, numărul rezistențelor din brațul I va fi „n+1" și se va alege aceeași valoare de rezistență pentru toate (în cazul nostru R1 = R2 = R3 = R4 = r).

În brațul II numărul de rezistențe este invariabil și egal cu 2 (Ra și Rb). Valoarea acestora se va lua, pentru comoditate, Ra = r și Rb = n·r (în cazul nostru, de exemplu, Ra = 1,2·r, iar Rb = 3·r).

Bineînțeles că la dimensionarea rezistențelor se va ține cont și de curentul ce trece prin diode cînt acestea sînt cu catodul la masă, în sensul că prin aceste diode nu trebuie depășit curentul maxim admis de dispozitiv.

Pentru exemplele noastre se pot folosi amplificatoare operaționale uzuale (βM324, βA741 etc.) la o tensiune Ec = 12 V, rezistențele R1 = = R2 = R3 = R4 = 10 kΩ/0,125 W, Ra = 12 kΩ/0,125 W, Rb = 30 kΩ/0,125 W, diodele D1, D2, D3 de tip 1N4148.

BISTABIL CU AMPLIFICATOR OPERAȚIONAL

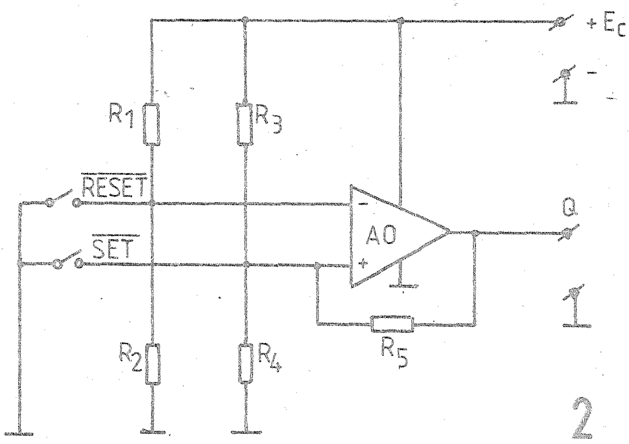
O aplicație aparte față de configurațiile clasice de utilizare a amplificatorului operațional o constituie și funcționarea sa ca element bistabil.

Așa cum se observă din figura 1, bistabilul descris în continuare este compus, în principiu, din două divizoare rezistive R1, R2 și R3, R4, la care se atașează amplificatorul operațional cu o reacție pozitivă R5. De asemenea, acesta are două intrări RESET, SET (K1, K2). Acest bistabil este de tip RS, sincron, cu o singură ieșire, Q.

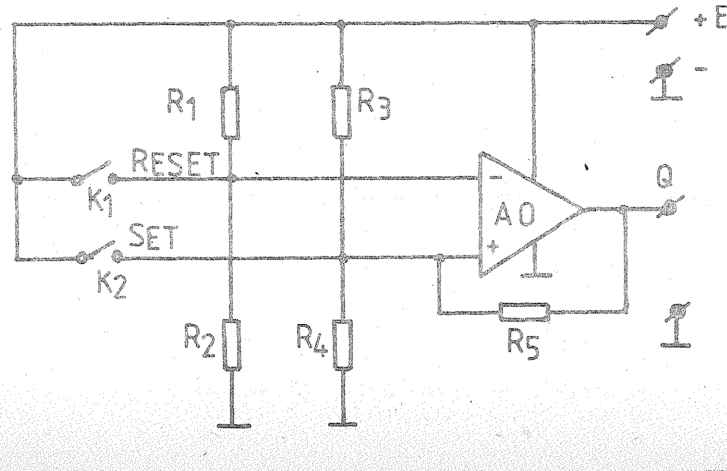
Funcționarea sa este simplă. Facem de la început presupunerea că excursia tensiunii la ieșire se face între 0 V și Ec. Astfel, la închiderea, de exemplu, a întrerupătorului K1, indiferent de starea de ieșire inițială, potențialul intrării inversoare îl depășește pe cel al intrării neinversoare și ieșirea Q este forțată în starea „jos" (0 V, K2 — deschis). La deschiderea lui K1 ieșirea rămîne în aceeași stare datorită reacției pozitive care menține potențialul intrării SET sub cel al intrării RESET. Similar, la închiderea lui K2 (K1 — deschis), potențialul intrării neinversoare depășește pe cel al intrării inversoare și ieșirea este forțată în starea „SUS". La deschiderea lui K2, Q rămîne neschimbat, potențialul intrării SET fiind mai mare decît al intrării RESET, tot datorită reacției pozitive prin R5.

O altă modalitate de comandă a bistabilului este prezentată în figura 2. Contactele K1 și K2 se închid către masă, funcționarea fiind asemănătoare cu cea descrisă anterior, cu observația că se inversează rolul intrărilor.

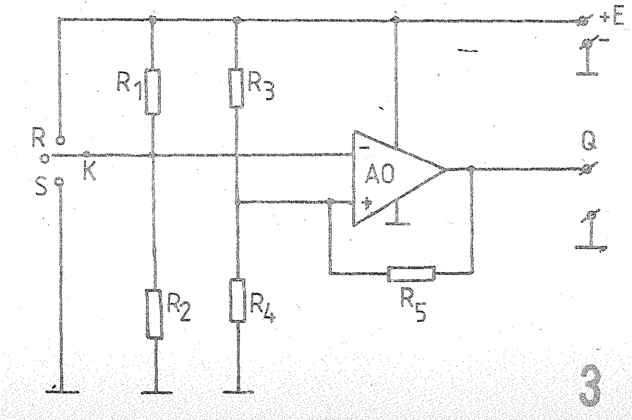
Bistabilul mai poate fi comandat (ca în figura 3) cu un comutator cu trei poziții pe oricare din cele două intrări. S-a ales pentru exemplificare comanda pe intrarea inversoare, dar tot atît de bine se poate utiliza intrarea neinversoare. Trecerea bistabilului într-o stare sau alta se face acționînd comutatorul K într-una din pozițiile R sau S. La trecerea în poziția de mijloc (repaus), starea ieșirii nu se modifică față de cea anterioară comutării. Valorile rezistențelor R1,..., R5 nu sînt critice. Se pot alege Ec = 12 V, R1 = R2 = R3 = R4 = R5 = 20 kΩ. Față de elementele bistabile „consacrate", cu tranzistoare, circuitele integrate TTL, CMOS etc., viteza de răspuns a acestui bistabil este mult mai mică (timpul de comutare este dictat de tensiunea de alimentare și SLEW-RATE-ul amplificatorului operațional utilizat).



2

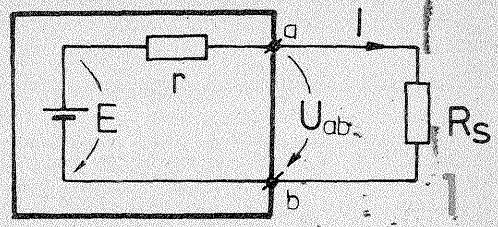


1



3

REGULATOR DE TURAȚIE



1

În general, regulatoarele electronice de turație pentru motoare de curent continuu de tensiune redusă și de putere relativ mică sînt realizate pe baza unor stabilizatoare de tensiune.

De multe ori, din cauza uzurii sau a unei reglări defectuoase a sistemelor mecanice de antrenare, derulare etc., acționate de astfel de motoare, apar frecări, ceea ce se repercutează asupra turației lor, care se modifică în mod semnificativ. Deși o anumită categorie de motoare de curent continuu au o caracteristică cuplu-turație ce le permite menținerea relativ constantă, în limite acceptabile, a turației, chiar la apariția unor forțe de frecare variabile ca mărime, în unele cazuri aceasta se dovedește a fi ineficientă. Pentru obținerea unei fluctuații cît mai mici a vitezei de rotație este necesară o variere compensatorie a tensiunii aplicate motorului, modificînd prin aceasta curentul prin înfășurările sale și, totodată, cuplul la ax.

Sursele uzuale stabilizatoare de tensiune, liniare sau în comutație, au o rezistență r nenulă și pozitivă, din care cauză diferența de potențial Uab la bornele lor variază o dată cu modificarea rezistenței de sarcină Rs aplicată la ieșire, după cum se poate observa în figura 1.

Se deduce că

$$U_{ab} = E \frac{R_s}{R_s + r},$$

unde E este tensiunea în gol a stabilizatorului, iar rolul rezistenței Rs poate fi luat de sarcina reprezentată de un motor de curent continuu. Această sarcină reprezentată de motor este variabilă, în sensul în care aceasta scade la apariția unor forțe ce se opun mișcării de rotație a axului.

Relativ la relația de mai sus concluzionăm că obținerea unei creșteri a tensiunii Uab peste valoarea inițială E nu este posibilă decît în cazul în care r este negativă și $|r| < R_s$! Acest lucru este ușor de realizat chiar cu ajutorul surselor stabilizate simple ce permit ca valoarea rezistenței interne r să scadă la zero și, prin ajustarea dintr-un potențiometru, să devină negativă. Pentru exemplificare este prezentat un stabilizator cu tranzistoare (fig. 2).

De menționat că această sursă nu este protejată la scurtcircuit sau la rezistențe de sarcină excesiv de mici.

Față de variantele „clasice", elementele noi ale schemei sînt rezistențele R2, R5 și potențiometrul semireglabil P.

Rezistența R5 constituie un traductor de curent. Diferența de potențial la bornele ei este direct proporțională cu curentul I prin sarcină (motor). Cu ajutorul potențiometrului semireglabil P, procente din această diferență de potențial se aplică pe baza tranzistorului T1, modificînd tensiunea de referință a acestuia.

Variația tensiunii de referință este posibilă grație rezistenței R2, dispusă între dioda Zener și baza tranzistorului T1, obținîndu-se practic un sumator de potențiale.

Pagini realizate de ing. MIHAI CODÂRNAI

Cu cît este mai mare curentul prin sarcină, cu atît este mai mare și suma dintre tensiunea de referință dată de dioda Zener și potențialul colectorului tranzistorului T2. Din reglajul potențiometrului P se poate obține o tensiune de ieșire Uab constantă atunci cînd sarcina variază. Mărind factorul de reacție (prin micșorarea valorii lui P), se obține o sursă cu rezistența de ieșire r negativă care să dea o tensiune de ieșire crescătoare atunci cînd curentul de sarcină crește. Un astfel de tip de sursă cu rezistența negativă este utilizat în casetofoanele moderne pentru menținerea constantă a turației motoarelor de curent continuu.

Pentru reglarea valorii potențiometrului P se va proceda în felul următor: se va măsura valoarea tensiunii de ieșire Uab în gol; se conectează apoi sarcina nominală (motorul) și se rotește cursorul potențiometrului semireglabil P astfel încît tensiunea să fie ceva mai mare decît valoarea măsurată în gol; sursa astfel reglată are rezistența internă negativă.

Recapitulînd, procedeul constă în „alterarea" tensiunii de referință pe măsură ce curentul de sarcină se modifică. El este universal, adică se poate aplica comod unui număr apreciabil de tipuri de stabilizatoare liniare cu reacție.

Pentru a aplica acest principiu se va ține seama de două lucruri:

1) tensiunea de compensare trebuie să aibă faza corespunzătoare astfel ca apariția ei să acționeze în sensul creșterii tensiunii de ieșire Uab cînd curentul de sarcină crește;

2) potențialele punctelor de unde se preia și unde se aplică tensiunea compensatorie trebuie să fie apropiate; în caz contrar se pot produce dereglări importante în funcționarea stabilizatorului.

Procedeul prezentat permite anularea rezistenței interne a stabilizatorului numai pentru o singură valoare a tensiunii de ieșire. Trecerea spre valori negative a acestei rezistențe se poate face însă pentru toată gama de tensiuni de ieșire în cazul unui stabilizator reglabil.

În schema din figura 3 este prezentat un variator de turație.

Componentele care au rolul de aducere a rezistenței interne în zona de valori negative sînt R3, R6 și P1, ele acționînd absolut similar ca R5, R3 și P din figura 2. Montajul este alcătuit din patru blocuri distincte. Amplificatorul operațional A4 împreună cu elementele auxiliare, inclusiv LED-ul, alcătuiesc o sursă de tensiune fixă, cuprinsă între 9 V și 12 V, funcție de tipul elementului electroluminescent.

Această tensiune este preluată potențiometric (P2) și aplicată celui de-al doilea bloc, de amplificare-separare, A3.

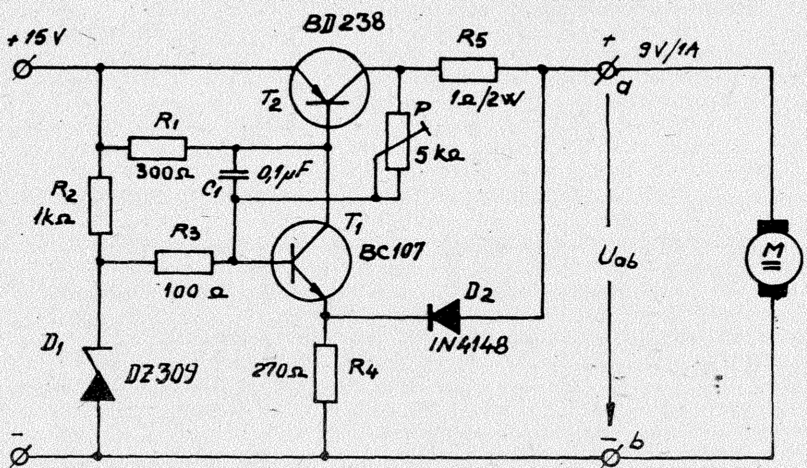
Elementul de comandă a tranzistoarelor T2 și T3 este realizat de al treilea bloc cu amplificatorul operațional A2.

Protecția tranzistoarelor serie se face prin limitarea curentului la scurtcircuit cu amplificatorul A1, D1, R3 și R7.

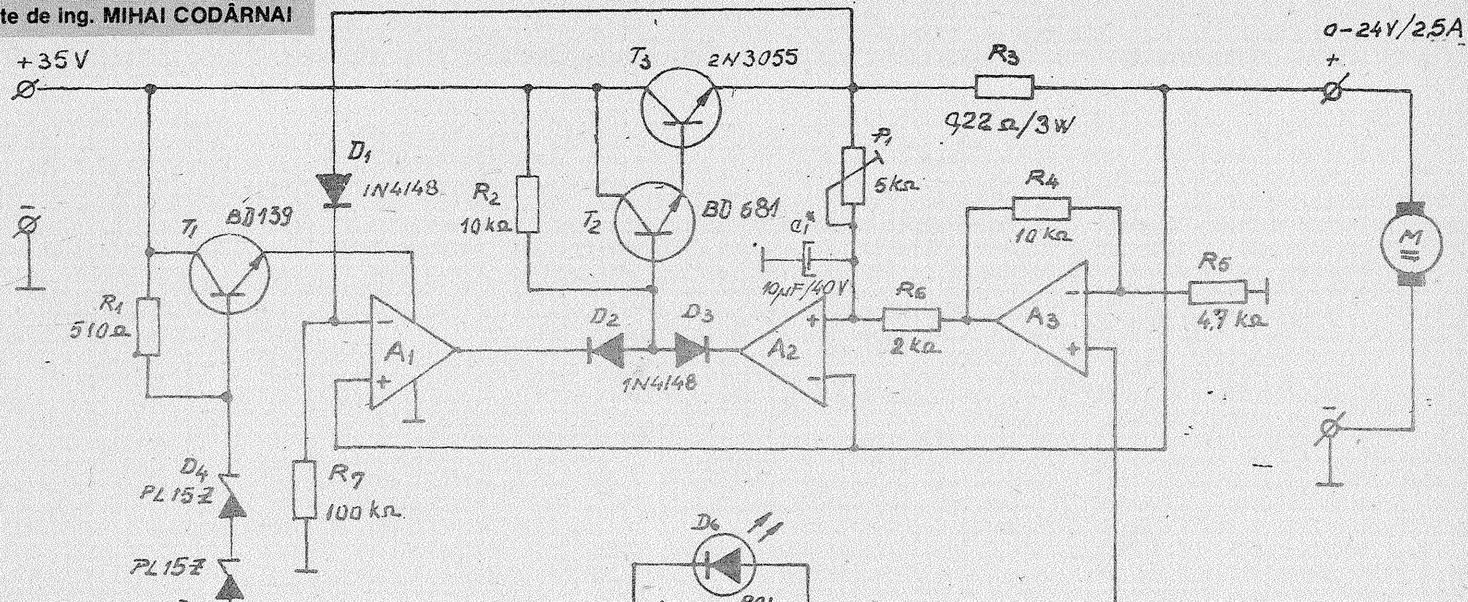
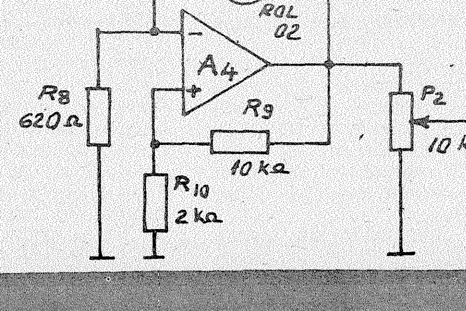
Condensatorul C1 se tatonează, funcție de sarcina pe care o reprezintă motorul, de așa manieră încît să nu apară fenomene oscilante cu frecvența joasă.

BIBLIOGRAFIE:

C. Moldoveanu, A. Stoica — „Stabilizatoare de tensiune", Ed. Tehnică, seria RTV nr. 122.
C.A. Popescu, I. Ristea — „Stabilizatoare de tensiune", Ed. Tehnică, seria RTV nr. 142.
Colecția revistei „Tehnium".



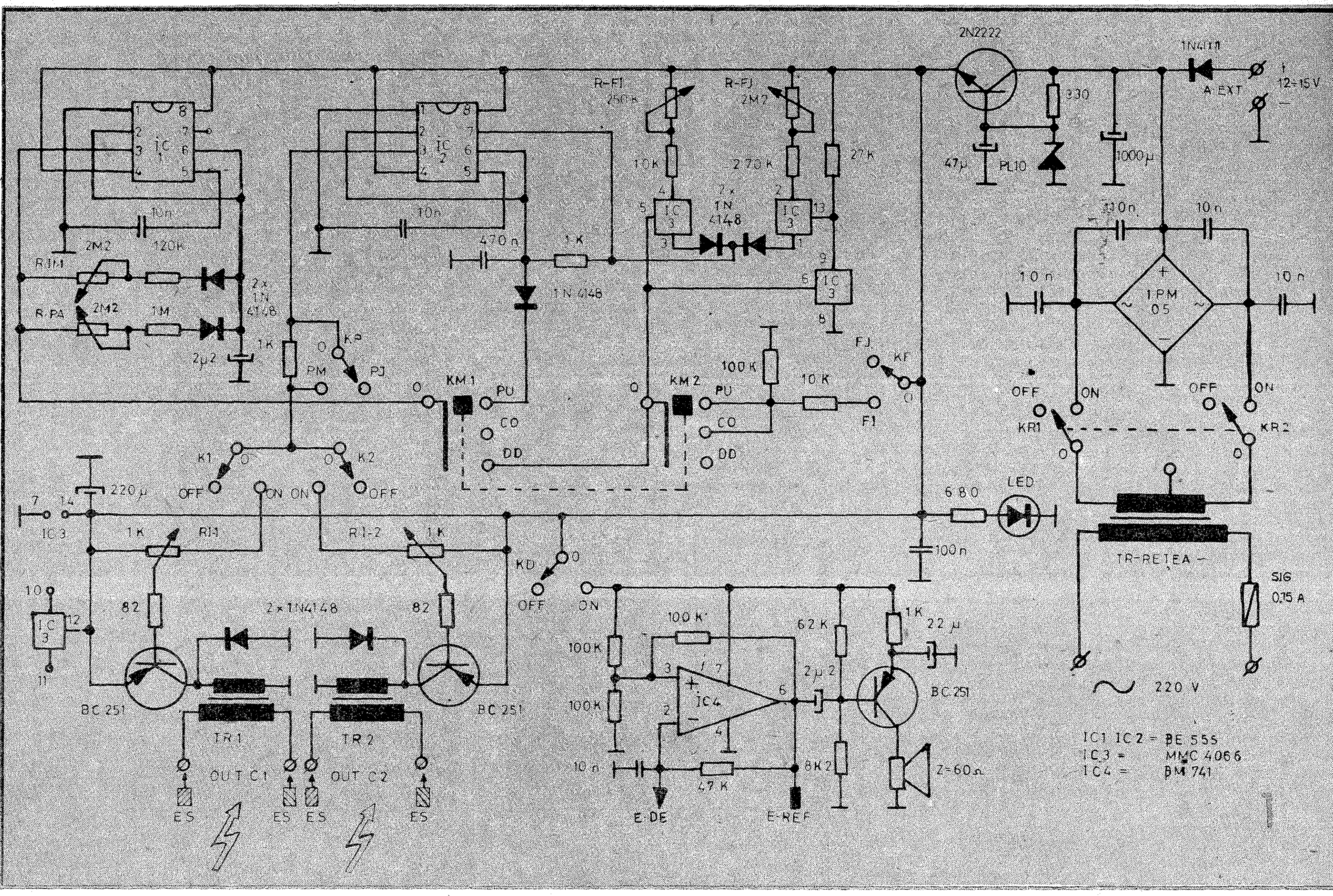
2

3

NEUROSTIMULATOR TRANSCUTAN CU DOUĂ CANALE ŞI DETECTOR DE PUNCTE DE ACUPUNCTURĂ

MIRCEA BRÂNZAN



Această lucrare se adresează, pentru utilizare, cadrelor medicale specializate în tratarea durerilor acute și cronice cu ajutorul electrostimulatoarelor, tratarea tulburărilor funcționale cu ajutorul electroacupuncturii sau în scheme de tratament care reclamă electromasajul. Pentru a ridica precizia de aplicare a electrozilor în cazul utilizării montajului pentru electroacupunctură, electrostimulatorul a fost dotat și cu un detector de puncte de acupunctură. Pentru tratarea în paralel după aceeași schemă de tratament a două locuri diferite, electrostimulatorul are în dotare două canale distincte, C1 și C2, ce pot acționa simultan.

Realizarea reclamă din partea celor care o pun în practică o bună pregătire în domeniul montajelor electronice, de preferință tehnicieni în electronica medicală.

Schema electrică a neurostimulatorului este prezentată în figura 1.

Modurile de lucru ale acestui electrostimulator se poziționează din comutatorul KM1, 2 și sînt: pulsatoriu (PU); continuu (CO) și dens dispers (DD).

Semnalul generat de acest montaj este prezentat în figura 2 și reprezintă forma aproximativă a semnalului măsurat în gol (undă ascuțită desimetrizată). Curentul furnizat pe o sarcină de 1 kΩ, reglabil independent pe fiecare canal, este 0—50 mA. Frecvența semnalului generat este reglabilă în mod continuu în două trepte. Cînd comutatorul frecvențelor de lucru KF este în poziția FJ, sînt generate semnale cu frecvență joasă, de 1,5—11 Hz, frecvență care se reglează din R—FJ. Cînd acest comutator se trece în poziția FI, sînt generate semnale cu frecvență înaltă, de 12—200 Hz, iar reglarea acesteia se realizează din R-FI.

Cele două canale independente C1 și C2 se pot pune separat sau simultan în funcțiune prin acționarea comutatoarelor K1 și K2, iar reglarea intensității semnalului generat se realizează din RI-1 și, respectiv, RI-2. Pe traseul atacului etajelor finale a fost intercalat un comutator KP cu ajutorul căruia se realizează două trepte de reglaj brut al puterii (intensității semnalului generat); respectiv putere mare (PM) și putere joasă (PJ).

Din KR1, 2 se realizează punerea în funcțiune a montajului după cuplarea la rețeaua de 220 V c.a. La borna A-EXT se poate aplica, în lipsa tensiunii rețelei, o sursă exterioară de alimentare (de exemplu acumulatorul automobilului), electrostimulatorul devenind astfel portabil. Punerea în funcțiune a detectorului de puncte de acupunctură se realizează din comutatorul KD în poziția ON.

Revenind la modurile de lucru, în tabel sînt menționate diagramele semnalelor generate și reglajele ce se aplică pentru funcționarea montajului în parametrii aleși. Astfel:

— în regim PU, cînd KF este în poziția FJ, va rezulta un semnal de FJ generat în trenuri de impulsuri, în care durata trenurilor se reglează în gama 0,2—3,5 s din R-IM, în timp ce durata pauzelor se reglează din R-PA în gama 1,5—4,5 s. Cînd KF este în poziția FI, va rezulta un semnal de FI generat tot în trenuri de impulsuri cu durata trenurilor și pauzelor de mai sus. Frecvențele joase (FJ) în gama 1,5—11 Hz sînt utilizate cu predilecție în tonifiere, iar frecvențele înalte (FI) în gama 12—200 Hz au utilizare în sedare;

— în regim CO, cînd KF este în poziția FJ, va rezulta un semnal continuu reglabil în frecvența din R-FJ. Cînd KF este în poziția FI, va rezulta un semnal continuu reglabil în frecvență din R-FI. Indicațiile de tratament sînt cele de la regimul PU, iar reglajele R-IM și R-PA nu au nici o influență în acest caz;

— în regim DD, electrostimulatorul va genera un semnal continuu în componența căruia vor alterna FJ și FI. Frecvențele FJ și FI se reglează separat din R-FJ și R-FI, iar durata acțiunii acestora se reglează de această dată din R-IM pentru FJ și R-PA pentru FI. În general astfel de semnale sînt utilizate în anestezii locale sau tratarea unor paralizii.

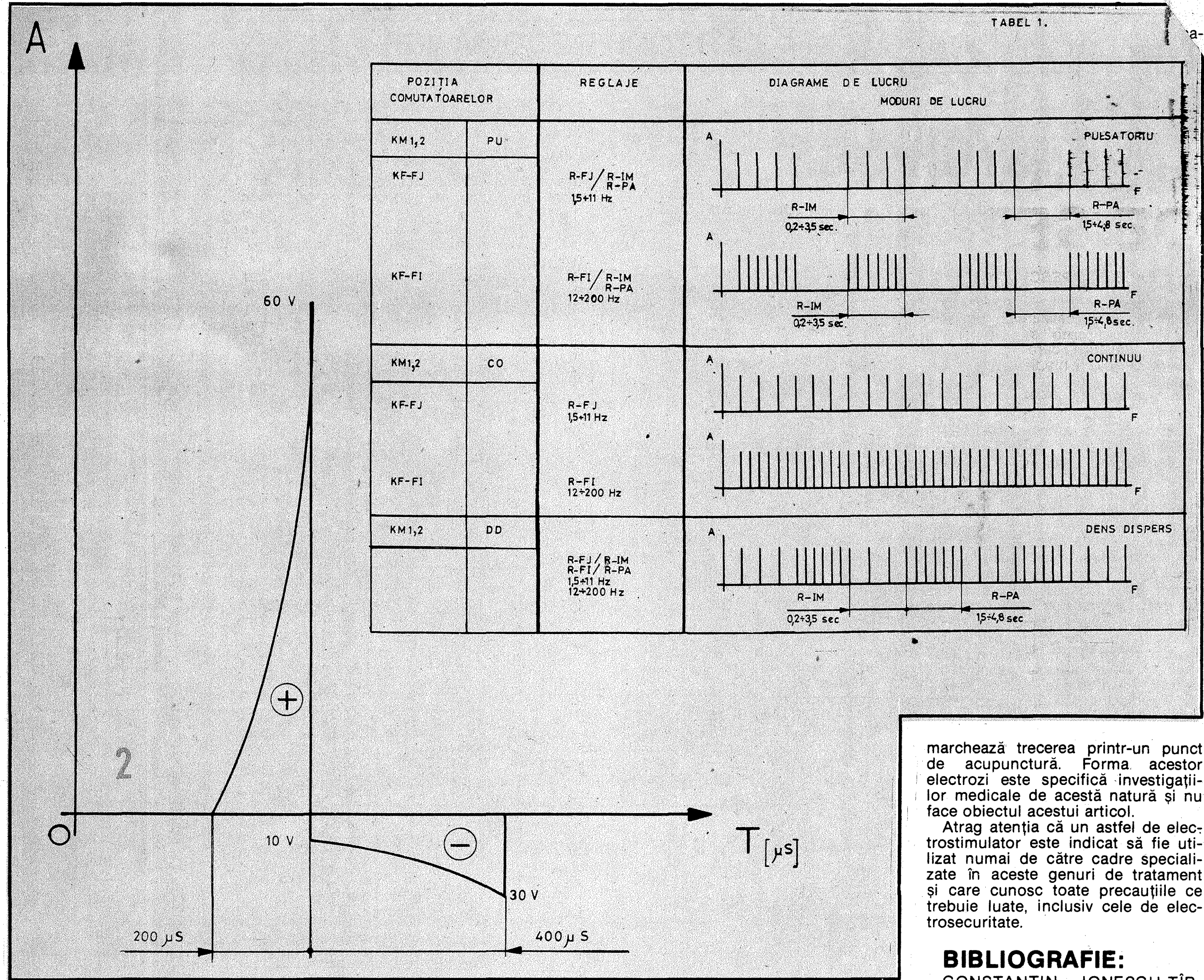
Transformatoarele de ieșire TR1 și TR2 pot fi cele utilizate în etajele drivere sau de difuzor ale etajelor audio tranzistorizate de la radioreceptoarele „MAMAIA“ sau „ALBATROS“. Numărul de spire din primar este de 100, iar în secundar de 1 500, cu sîrmă CuEm ∅ 0,15—0,2 mm.

Ca transformator de alimentare din rețea a fost folosit în această aplicație cel de „sonerie“, dar convine orice alt transformator de mică putere și care să furnizeze în secundar 9—12 V c.a.

Electrozii de stimulare ES de la ieșirea canalelor C1 și C2 vor fi cei adecvați tratării prin electrostimulare. Se va depista înainte de folosire care dintre borne sînt cele care generează impulsuri pozitive și cele

TABEL 1.

POZIȚIA COMUTATOARELOR		REGLAJE	DIAGRAME DE LUCRU / MODURI DE LUCRU
KM1,2	PU		PULSATORIU
KF-FJ		R-FJ / R-IM R-PA 1,5÷11 Hz	R-IM 0,2÷3,5 sec. R-PA 1,5÷4,8 sec. F
KF-FI		R-FI / R-IM R-PA 12÷200 Hz	R-IM 0,2÷3,5 sec. R-PA 1,5÷4,8 sec. F
KM1,2	CO		CONTINUU
KF-FJ		R-FJ 1,5÷11 Hz	F
KF-FI		R-FI 12÷200 Hz	F
KM1,2	DD	R-FJ / R-IM R-FI / R-PA 1,5÷11 Hz 12÷200 Hz	DENS DISPERS R-IM 0,2÷3,5 sec R-PA 1,5÷4,8 sec F



care generează impulsuri negative, cu ajutorul osciloscopului, avînd în vedere că forma de undă este ascuțită, desimetrizată (fig. 2).

Detectorul de puncte de acupunctură este în realitate un generator audio a cărui frecvență de repaus este deviată spre frecvențe mai înalte, în funcție de rezistența tegumentului aplicată la bornele E-DE (electrod de detecție) și E-REF (electrod de referință). O creștere substanțială a frecvenței semnalului audio generat față de cea de măsură a tegumentului indiferent marchează trecerea printr-un punct de acupunctură. Forma acestor electrozi este specifică investigațiilor medicale de această natură și nu face obiectul acestui articol.

Atrag atenția că un astfel de electrostimulator este indicat să fie utilizat numai de către cadre specializate în aceste genuri de tratament și care cunosc toate precauțiile ce trebuie luate, inclusiv cele de electrosecuritate.

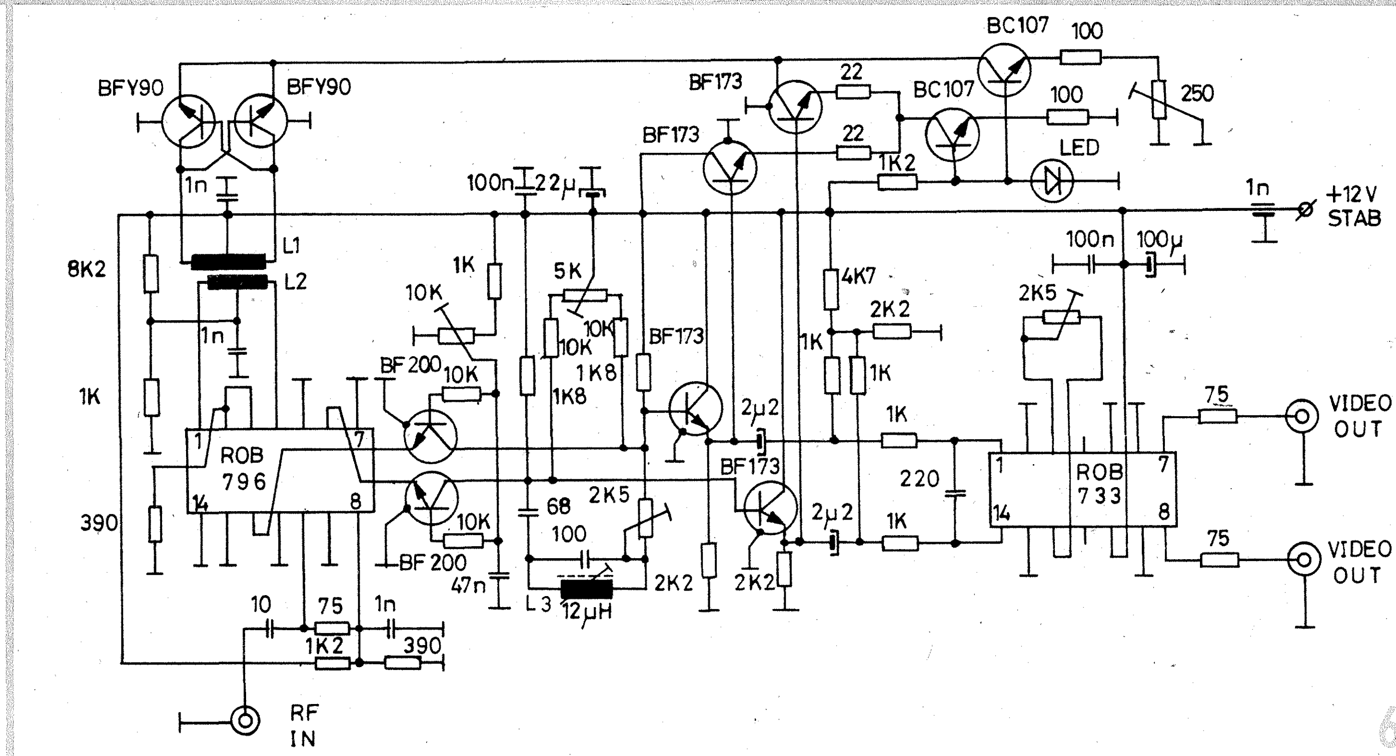
BIBLIOGRAFIE:

CONSTANTIN IONESCU-TÎRGOVIȘTE, „Electroacupunctura", Editura Sport-Turism, București, 1984.

ÎNTREPRINDEREA ELECTRONICA INDUSTRIALĂ, CALMOSTIM NTS-02 — carte tehnică.

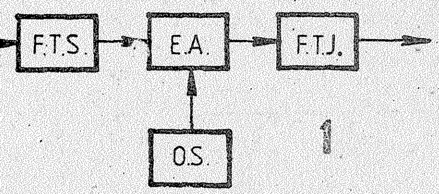
DEMODULATOARE FM

(URMARE DIN PAG. 11)

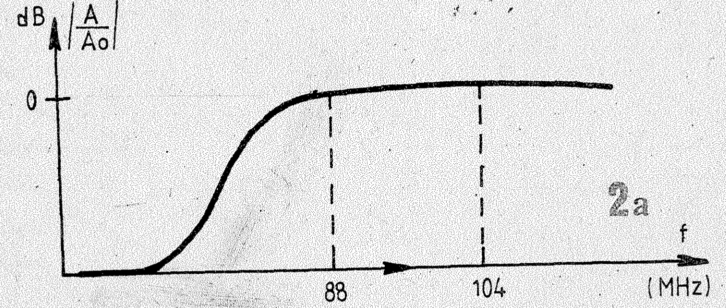


CONVERTOR U.U.S.

ORLANDO BĂRBULESCU



1



2a

Pentru a veni în sprijinul celor ce doresc să extindă capacitățile de lucru ale aparatului AMPLITUNER "DELIA" — Electromureș, vă trimit la redacție următorul convertor U.U.S. — CCIR/OIRT.

Acesta realizează conversia semnalelor din banda de frecvențe 88—108 MHz în banda proprie a aparatului 65—73 MHz, fără — fapt important — a aduce modificări în aparat.

Schema-bloc de principiu este dată în figura 1.

F.T.S. este un filtru „trece-sus" ce lasă să treacă practic neatenuate semnalele a căror frecvență este mai mare de 88 MHz. Caracteristica amplitudine-frecvență a filtrului este redată în figura 2a. Semnalul se aplică apoi blocului E.A., care este un etaj de amestec. Acest etaj împreună cu semnalele de la O.S. — oscilatorul local de frecvență fixă (aproximativ 167 MHz) — realizează heterodinarea semnalelor, rezultînd un semnal de „frecvență intermediară" corespunzător gamei OIRT, astfel:

— semnalul de 88 MHz va avea corespondentul 79 MHz (167—88 = 79) și cel de 108 MHz va avea corespondentul 59 MHz (167—108 = 59), adică semnalele de la ieșirea E.A. vor fi în gama 59—79 MHz, deci peste limitele OIRT.

Semnalele de la E.A. se aplică unui filtru „trece-jos" cu frecvența de tăiere de 75 MHz. Filtrul are ca rol și eliminarea semnalelor de la oscilatorul local și componentelor spectrale de frecvențe superioare, care, odată amplificate de etajul de amestec, duc la perturbarea recepției.

Caracteristicile amplitudine-frecvență ale filtrului „trece-jos" sînt redate în figura 2b.

Schema electrică ce asigură practic toate funcțiunile enumerate este redată în figura 3.

Filtrul „trece-sus" este un filtru de tip T, format din C1, L1, C2.

Etajul de amestec este realizat cu tranzistorul T1, npn, în montaj cu bază comună.

Alimentarea montajului se realizează cu o tensiune negativă de −9 V c.c.

Emitorul este polarizat prin R1, iar baza prin R2. Colectorul este pus la masă din punct de vedere continuu prin L2 și șocul L3. Dioda stabilizatoare D1, ce poate fi realizată și din trei diode cu siliciu în stare de conducție, asigură o tensiune emitor-bază fixă pentru tranzistoarele T1 și T2. C3, C7 și C8 sînt condensatoare de decuplare și filtraj. Semnalul de la etajul de amestec este transmis la borna de ieșire B prin intermediul filtrului „trece-jos" de tip π, format din C5, L2, C6. Rezistența R6 are ca rol — fiind de impedanță superioară impedanței de intrare a blocului U.U.S. (75 Ω) — preîntîmpinarea oscilațiilor proprii la cuplarea convertorului cu blocul U.U.S. al aparatului. Oscilatorul local, realizat cu T2, funcționează în montaj cu bază-comună, fiind de tip Colpitts.

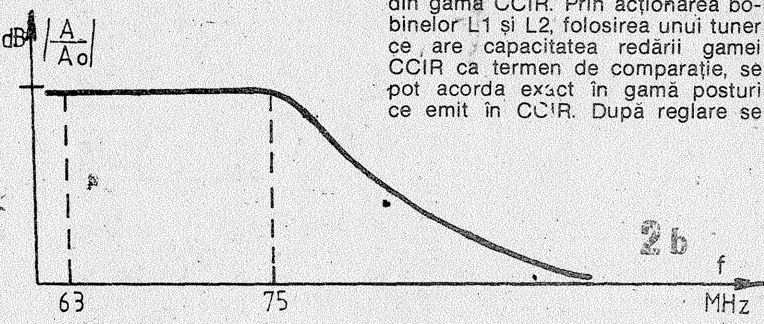
Piesele folosite sînt:

— condensatoare de tip ceramic, disc:
C1, C2, C5 — 33 pF ±5%;
C4 — 1,5 pF ±0,25 pF;
C6 — 22 pF ±10%;
C3, C7, C8, C11 — 1—4,7 nF;
C9, C10 — 4,7 pF ±0,25 pF;
C12 — 5,6 pF ±0,25 pF;

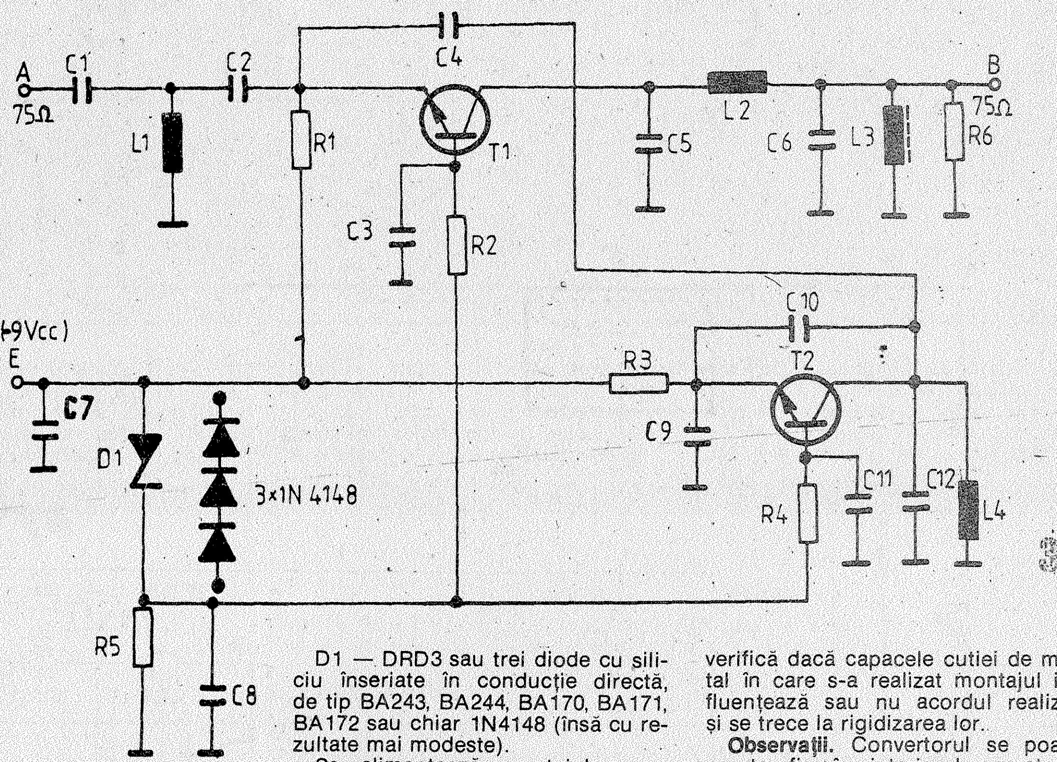
— rezistoare miniatură cu toleranță 10%:
R1, R3 — 750 Ω (820 Ω);
R2, R4 — 2,2 kΩ;
R5 — 3,3 kΩ;
R6 — 390 Ω (150...470 Ω);

— bobinele sînt realizate în aer din CuEm ∅ 0,5 mm pe un dorn de ∅ 3 mm, spiră lîngă spiră:
L1 — 6 spire;
L2 — 13 spire;
L4 — 6 spire;
L3 — șoc realizat cu cel puțin 20 de spire cu CuEm ∅ 0,2 mm pe un miez de ferită de înaltă frecvență cu ∅ ≥ 1 mm.

Elemente active:
T1 — BF200 sau BF180;
T2 — BF214 sau BF254, BF255;



2b



3

D1 — DRD3 sau trei diode cu siliciu înseriate în conducție directă, de tip BA243, BA244, BA170, BA171, BA172 sau chiar 1N4148 (însă cu rezultate mai modeste).

Se alimentează montajul cu o tensiune continuă, stabilizată și bine filtrată de −9 V, cu plusul la masă și minusul la borna E.

Consumul montajului este de cca 9 mA, tensiunea în bazele T1 și T2 fiind: −7 ÷ 7,3 V, iar tensiunea în emitoarele T1 și T2 de −6,3...−6,9 V.

Reglarea montajului

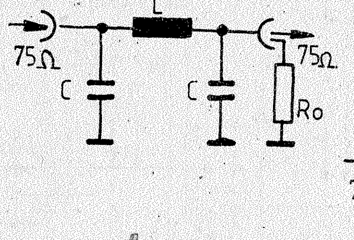
Reglarea propriu-zisă a montajului constă în acordarea oscilatorului local pe frecvența dorită (cca 167 MHz), fie cu metodele cunoscute de măsurare a frecvenței, fie direct în montaj definitivat.

În acest caz se caută ca prin îndepărtarea sau apropierea spirelor bobinei L4 să se recepționeze printre posturile din gama OIRT posturi din gama CCIR. Prin acționarea bobinelor L1 și L2, folosirea unui tuner ce are capacitatea redării gamei CCIR ca termen de comparație, se pot acorda exact în gamă posturi ce emit în CCIR. După reglare se verifică dacă capacele cutiei de metal în care s-a realizat montajul influențează sau nu acordul realizat și se trece la rigidizarea lor.

Observații. Convertorul se poate monta fie în interiorul aparatului (care poate fi în fond orice tip de aparat ce are impedanța de intrare la mufa de antenă 75 Ω), fie în afara lui, interconectarea făcîndu-se prin cablu ecranat de 75 Ω.

Convertorul se poate folosi practic în toate domeniile unde trebuie făcute conversii dintr-o gamă în alta. Pentru aceasta se dau în figura 4 formulele de calcul pentru cele două filtre de intrare și ieșire.

Oscilatorul fiind de tip Colpitts, se poate modifica foarte ușor și cu ajutorul modelului de mai sus acest convertor poate funcționa în regimul de trafic de radioamator.

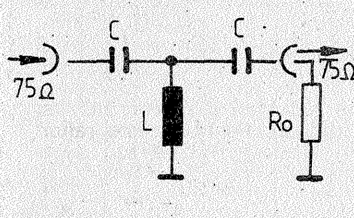


FILTRU DE TIP π

R_o — impedanța de intrare

$$L = \frac{R_o}{\pi \cdot f_o}$$

L = henry;
C = farazi;
f_o = hertzi;
R = ohmi.



4

FILTRU DE TIP T

f_o — impedanța de tăiere a filtrului

$$C = \frac{1}{4\pi f_o R_o}$$

C = farazi;
f_o = hertzi;
R_o = ohmi.

BIBLIOGRAFIE:

M. Bășoiu, C. Costache — „20 de scheme electrice pentru amatori" — vol. II, 1979.

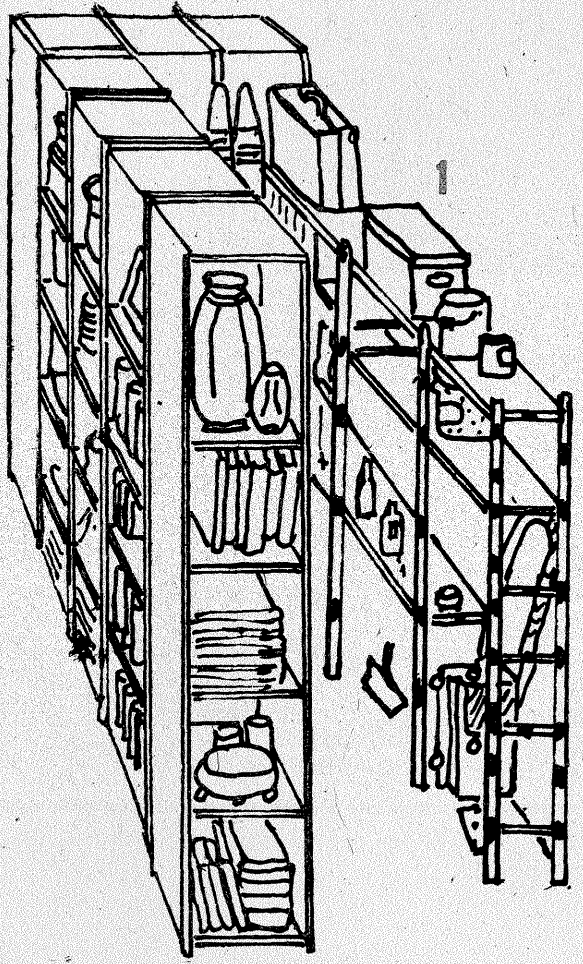
M. Bășoiu — „Recepția TV la mare distanță", 1989.

Colecția revistei „Tehnium".

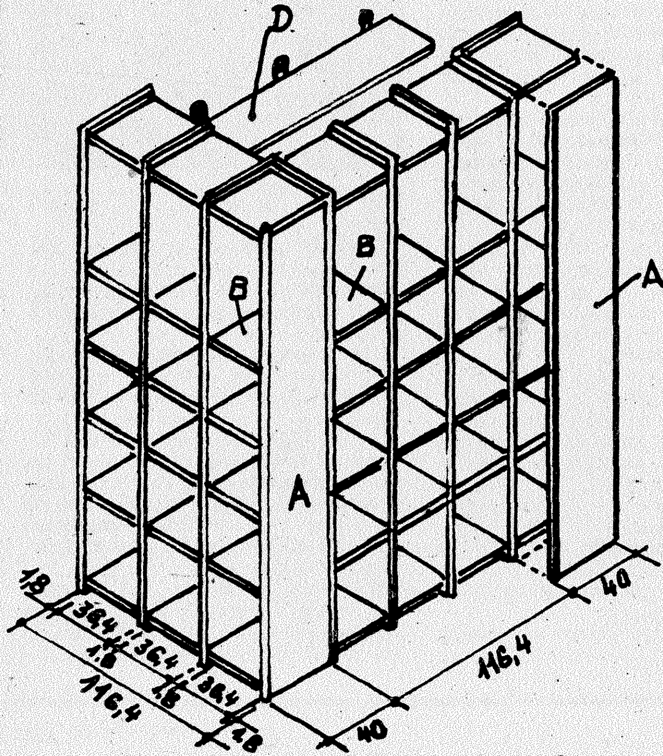
RAFTURI MULTIFUNCȚIONALE

K. FILIP

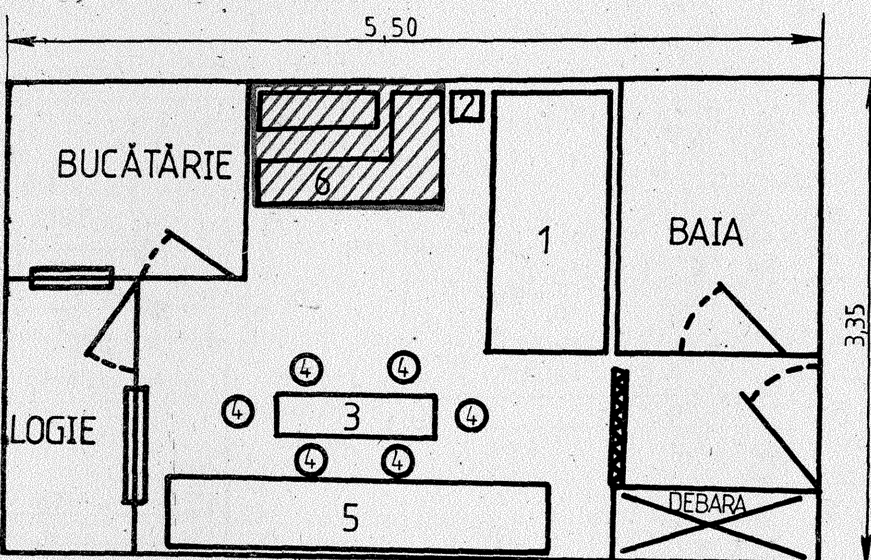
În paginile revistei am publicat, în repetate rînduri, sfaturi și idei de amenajare a spațiului locuibil (holuri, bucătării, băi etc.), într-un apartament sau într-o garsonieră. Cu toții știm că într-o garsonieră spațiul este limitat și, mai ales, acela pentru depozitarea unor obiecte necesare într-o gospodărie, dar nefolosite zi de zi (geamantan, aspirator, schiuri etc.).



1

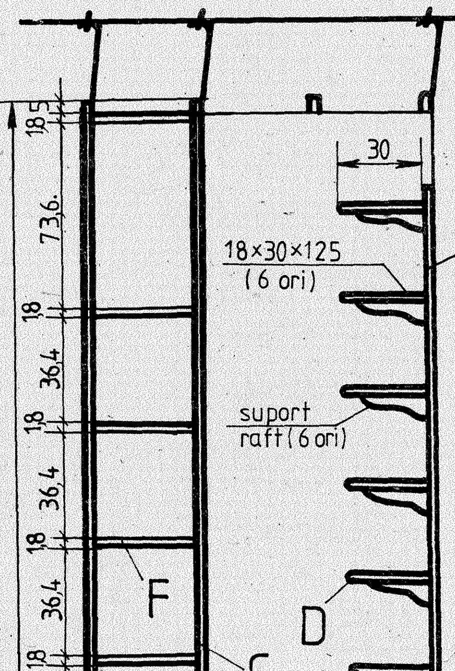


2



4

1-CANAPEA, 2-NOPTIERĂ, 3-MASĂ, 4-SCAUNE, 5-BIBLIOTECĂ; 6-RAFTUL PROPUS.



3

În cele de mai jos vă propunem realizarea unor rafturi ce pot fi utilizate ca bibliotecă: pentru cărți, bibelouri, aparat de radio etc., rafturi „paravan".

În vederea confecționării acestora alegem, mai întîi, materialele necesare — scînduri din lemn de esență moale —, iar dacă nu avem lemnul propus — PAL sau PFL —, fier cu profil U, I sau T, dibluri, holzșuruburi, cuie, un adeziv, lac incolor sau vopsea.

Dimensiunile rafturilor, cotele, cît și modul de asamblare și montare a acestora sînt date în figurile 2 și 3.

Urmărind figura 1, se poate constata că rafturile sînt astfel asamblate încît între peretele apartamentului și corpul frontal al raftului rezultă un spațiu liber. Acest spațiu mic poate fi deci amenajat, montînd rafturi destinate depozitării diferitelor obiecte.

Aceste rafturi „ascunse" pot fi realizate pe un schelet metalic din fier profil (U, I sau T, fig. 1), fie montate pe suporturi din lemn sau fier profil (fig. 2). Pentru aceste rafturi batem (împușcăm) cuie sau șuruburi, montăm dibluri și suporturile pentru scîndurile ce constituie rafturile propriu-zise.

Prezentăm în continuare dimensiunile (în cm) ale părților componente, cît și numărul acestora:

A — 1,2 ÷ 1,9 x 40 x 250 (9 buc.);
B — 1,8 x 36,4 x 40 (42 buc.);
C — 0,4 x 116,4 x 240 (2 buc.);
D — 1,8 x 30 x 125 (6 buc.);
E — 125 x 1,8 x 50 (3 buc.);
F — 2 x 2 x 35 (70 buc. șipci)

Părțile componente, scîndurile, panourile laterale, cît și tăblia din spate se fixează între ele cu holzșuruburi (cuie), iar pentru o consolidare mai bună și cu un adeziv (clei de oase, aracet). Scîndurile (B) ce constituie rafturile se reazemă fie pe șipci (F), fixate pe panourile laterale (A) cu șuruburi (cuie), fie pe dibluri din plastic ce pot fi procurate din unitățile comerciale specializate. Pentru fixarea acestora se practică cu un burghiu găuri (corespunzător diametrului diblului) în panourile laterale (A).

Corpurile rezultate se fixează fie de podea cu șuruburi, fie de tavan.

Întregul ansamblu poate fi grunduit și vopsit în culori asortate cu restul mobilei, fie se lăcuiește cu lac incolor. În cazul în care folosim lemn de esență moale (brad), acesta poate rămîne natur.

În figura 4 vă propunem un mod de amenajare a interiorului garsonierei inclusiv unde este sau poate fi amplasat acest raft „paravan"

MONOCOMANDĂ TV

Ing. VICTOR DAVID

1. PREZENTARE GENERALĂ

Se pot controla funcțiile esențiale ale unui receptor TV pe un singur canal de telecomandă? Răspunsul este afirmativ.

Provenind din tehnica de calcul, metoda constă în afișarea unui „menu" de parametri, urmată de alegerea parametrului și a mărimii acestuia de către utilizator. Este în prezent aplicată de unele firme constructoare de receptoare TV moderne (1).

Această metodă interactivă, de „dialog" între receptorul TV și utilizator, simplifică sensibil construcția emițătorului de telecomandă, cît și a receptorului și mărește siguranța transmisiei.

În plus, o telecomandă cu o singură tastă se manevrează mai ușor în (semi)obscuritate comparativ cu telecomenzile frecvent „încărcate" cu taste, utilizate rar sau niciodată, din motive comerciale.

Afișarea „menu"-ului pe tubul cinescop este complicată și costisitoare pentru constructorii amatori. De aceea s-a recurs la afișarea pe patru LED-uri, montate pe panoul frontal al receptorului TV. Fiecare LED simbolizează un parametru, după cum urmează:

a) LED triunghiular cu vîrful în jos — descreștere volum;

b) LED triunghiular cu vîrful în sus — creștere volum;

c) LED rotund verde — schimbare program TV;

d) LED rotund roșu — pornit/oprit.

Ordinea parametrilor, deci și ordinea de aprindere a LED-urilor, a fost stabilită prin analiză statistică, adică ținînd seama de frecvența modificării unui parametru.

De exemplu, funcția pornit/oprit este cel mai rar utilizată; de aceea este trecută pe ultimul loc în lista de priorități.

În principiu, dispozitivul are o intrare pe care primește impulsuri de pe calea de telecomandă sau de la o eventuală comandă locală și patru ieșiri, pe care distribuie impulsuri spre comanda propriu-zisă a parametrilor volum sonor, programe TV, pornit/oprit. Două din aceste ieșiri sînt alocate creșterii și descreșterii volumului. Cea de-a treia ieșire atacă un numărător în inel care comută programele TV prereglate, iar ultima comandă starea pornit/oprit a receptorului TV. Acest mod de reglaj al parametrilor unui receptor TV, cît și alocarea căilor de transmitere a impulsurilor au fost prezentate amănunțit în (2).

Telecomanda monocanal va fi cea aleasă de constructorul amator, pe o cale fizică oarecare (cablu, radio, ultrasunete, infraroșu etc.). Singura cerință este cea a furnizării de impulsuri curate, fără oscilații parazite.

Structural, monocomanda TV conține o logică de comandă:

— secțiunea de distribuire a impulsurilor — și comanda propriu-zisă;

— secțiunea de execuție.

Ambele secțiuni sînt realizate cu circuite CMOS, avînd un consum neglijabil. Acest fapt face posibilă alimentarea permanentă a dispozitivului chiar cînd receptorul TV este oprit. De aici rezultă o „memorie" a schemei, adică la repornirea receptorului TV vom beneficia de ultimul program TV și la nivelul sonor alese înainte de oprire.

2. MODUL DE UTILIZARE

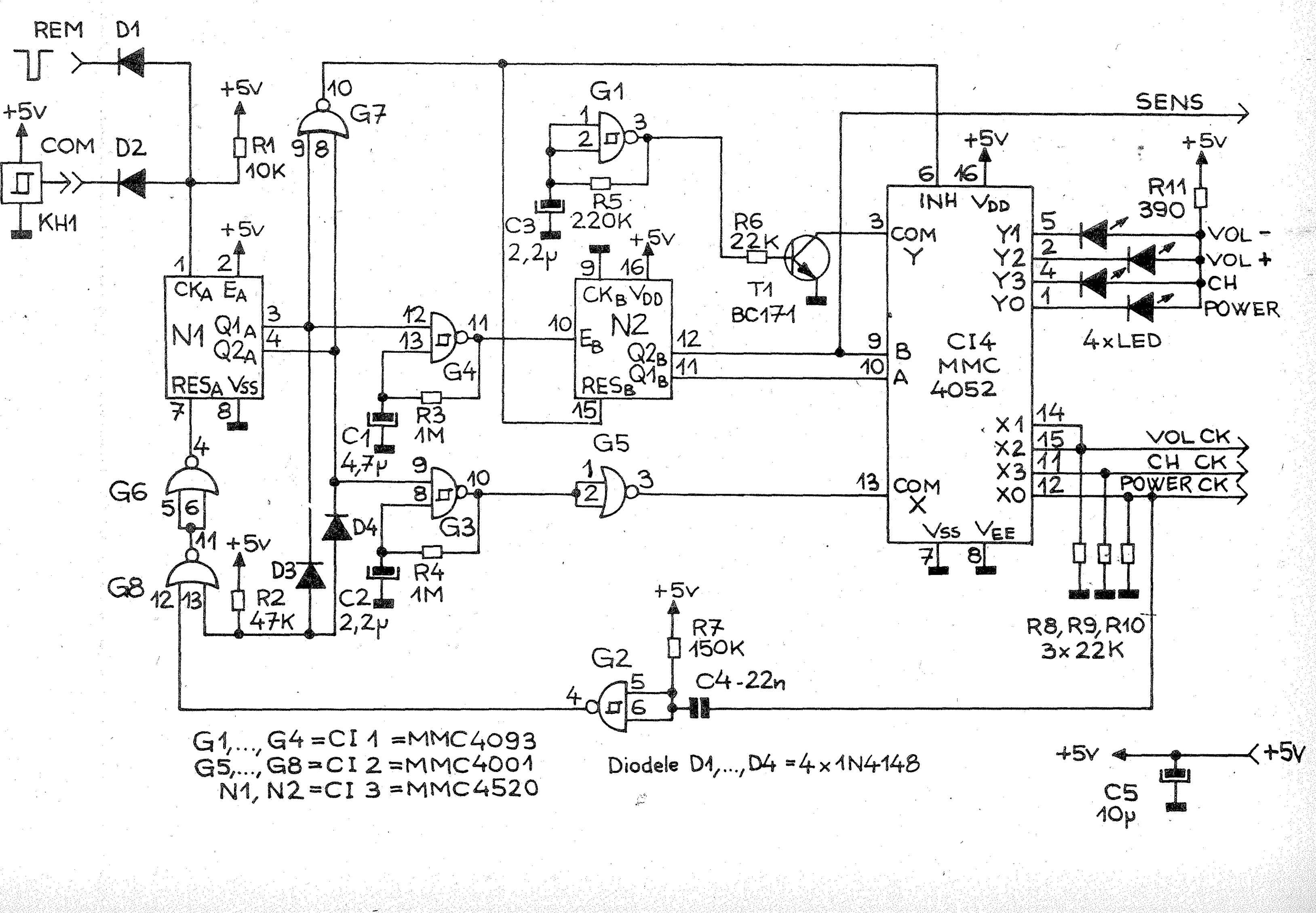
În situația în care utilizatorul dorește să modifice un parametru oarecare, inițiază un ciclu de reglaj apăsînd o singură dată tasta telecomenzii. Cele patru LED-uri se vor aprinde intermitent în ordinea anterior menționată. Cît timp pulsează LED-ul corespunzător parametrului dorit, utilizatorul poate comanda, tot printr-o apăsare a aceleiași taste, începutul reglajului propriu-zis. În acest moment se declanșează modificarea parametrului, suficient de lent pentru a putea fi urmărită. Cînd parametrul a atins valoarea convenabilă, se apasă încă o dată tasta telecomenzii, încheind astfel ciclul de reglaj.

Derularea unui ciclu de reglaj pentru creșterea volumului sonor, de exemplu, este următoarea: se apasă tasta; se aprinde LED-ul triunghiular cu vîrful în jos; se aprinde LED-ul triunghiular cu vîrful în sus; se apasă tasta; volumul sonor crește; la nivelul sonor dorit, se apasă tasta; se stinge LED-ul, volumul rămînînd la nivelul ales.

Dacă pentru primii trei parametri putem face un reglaj prin trei

Fig. 1 Schema electrică a monocomenzii TV - logica de comandă

1



apăsări ale tastei, pentru pornit/oprit sînt suficiente două apăsări: se apasă tasta; se aprind, pe rînd, LED-urile triunghiulare, LED-ul rotund verde și, în fine, cel rotund roșu; se apasă tasta; receptorul TV se oprește dacă era pornit sau pornește dacă era oprit; LED-ul roșu se stinge.

3. FUNCȚIONAREA SCHEMEI

Schema electrică a logicii de comandă este prezentată în figura 1. Impulsurile de acționare provin de la telecomandă prin dioda D1 sau, opțional, de la comanda locală prin dioda D2. Comanda locală se poate da de la o tastă Hall, KH1, sau de la un microîntrerupător, curățînd impulsul cu un bistabil RS.

Impulsurile atacă numărătorul cu trei stări N1, care controlează tot restul schemei, după cum se prezintă în continuare. $Q2_AQ1_A = 00$ caracterizează starea de așteptare. Deoarece demultiplexorul analogic CI4, de tip MMC4052, este inhibat prin intermediul porții G7, LED-urile sînt stinse, iar pe ieșirile VOL CK, CH CK și POWER CK avem nivel LOW. Numărătorul N2 este forțat în starea $Q2_BQ1_B = 00$ prin reacția aplicată pe intrarea RESET B de la ieșirea porții G7.

După primul impuls de comandă, $Q2_AQ1_A = 01$. Oscilatorul comandat realizat cu poarta G4 începe să lucreze, incrementînd conținutul numărătorului N2. Întrucît și demultiplexorul CI4 este dezinhibat, LED-urile se vor aprinde în ordinea dictată de N2 cu intermitența datorată oscilatorului cu G1.

După al doilea impuls de comandă $Q2_AQ1_A = 10$, se blochează oscilatorul cu G4, N2 rămînînd în starea aleasă de utilizator, semnalizată în continuare de LED-ul corespunzător. În același timp, lucrează oscilatorul comandat realizat cu poarta G3, trimițîndu-se impulsuri pe una din căile VOL CK, CH CK sau POWER CK, funcție de starea numărătorului N2 care adresează demultiplexorul analogic.

După al treilea impuls, numărătorul N1 ajunge în starea 11 din care trece rapid în 00 datorită reacției RESET A = $Q2_A \cdot Q1_A$ prin diodele D3, D4 și prin porțile G8, G6, adică dispozitivul revine în starea de repaus.

Se remarcă faptul că, în cazul apariției unui impuls pe ieșirea POWER CK, schema basculează direct în starea de repaus datorită reacției prin monostabilul cu G2, apoi prin G8, G6. Această reacție previne nedoritele comutări repetate pornit/oprit, în cazul în care utilizatorul nu se grăbește să genereze al treilea impuls de comandă, acum inutil.

Din numărătorul N2 se generează bitul SENS = $Q2_B$ care se schimbă la trecerea din situația scăderii volumului la creșterea acestuia. În schimb, în ambele cazuri de modificare a parametrului volum, impulsurile de ieșire iau calea VOL CK. Această modalitate de ieșire facilitează folosirea unui numărător de tip MMC4516 în secțiunea de execuție din figura 2. Acest numărător are opt stări și este prevăzut cu reacții de prevenire a depășirii limitelor de numărare.

În cazul numărării înainte, din starea 7 (0111) se trece în 8 (1000), dar datorită reacției PRESET ENABLE = Q4 prin dioda D7, se înscrie în numărător cuvîntul J4J3J2J1 = 0111, adică numărătorul ajunge tot în starea 7.

La numărarea înapoi, din starea 0 (000) se trece în starea 15 (1111), dar reacția RESET = Q3 · Q4 readuce numărătorul în 0 prin intermediul diodelor D5, D6. Reacția PE = Q4 este blocată prin dioda D8 (PE în LOW, indiferent de Q4).

Numărătorul CI5 adresează un multiplexor analogic CI6 de tip MMC4051 care, printr-o rețea de rezistențe, controlează volumul în opt trepte. Acest mod de reglaj al volumului a fost prezentat în detaliu în (2).

Bitul POWER CK atacă un bistabil de tip T, realizat cu jumătate din circuitul MMC4013. Cealaltă jumătate a acestui circuit poate fi folosită la curățarea impulsului de comandă locală, în absența unei taste Hall. Prin contactele sale X1X2, releul electromagnetic Re1 controlează alimentarea din rețea a receptorului TV.

Bitul CH CK (Channel Clock — ceas programe) este destinat acționării unui numărător în inel care să comute programele TV. Acest numărător poate fi MMC4017 sau MMC4022 într-o schemă adaptată de amatorii inventivi după varianta TTL de schimbare a programelor TV (2) sau poate fi folosit dispozitivul DTS prezentat în (3). În această ultimă eventualitate s-au figurat în schemă și elementele de circuit T2, R14, C6, destinate dirijării semnalului CH CK pe calea UPREM. De la dispozitivul DTS pot proveni și tensiunile de +5 V, +12 V, −15 V, necesare funcționării monocomenzii TV.

Amatorii pretențioși pot utiliza ieșirea MUTING a dispozitivului DTS pentru a bloca multiplexorul analogic din reglajul de volum pe intrarea INHIBIT (pin 6), cît timp DTS se află în „căutare".

4. INDICAȚII CONSTRUCTIVE

Montajul poate fi realizat pe cablaj imprimat, prin wrapare etc. Componentele din jurul circuitului integrat CI6, pe traseul audio, vor avea terminale cît mai scurte. Se reamintește necesitatea utilizării cablului ecranat pentru intrarea și, respectiv, pentru ieșirea audio și amplasarea montajului la distanță față de blocul de alimentare de FIT, în televizor.

Modul de includere a unui asemenea montaj într-un receptor TV și diversele interconectări au fost prezentate în (2), (3).

La probe nu se va alimenta parțial montajul și nu se va deschide receptorul TV cu montajul nealimentat!

În cazul în care nu se utilizează jumătate din CI7 (MMC4013), se vor lega la masă intrările respective.

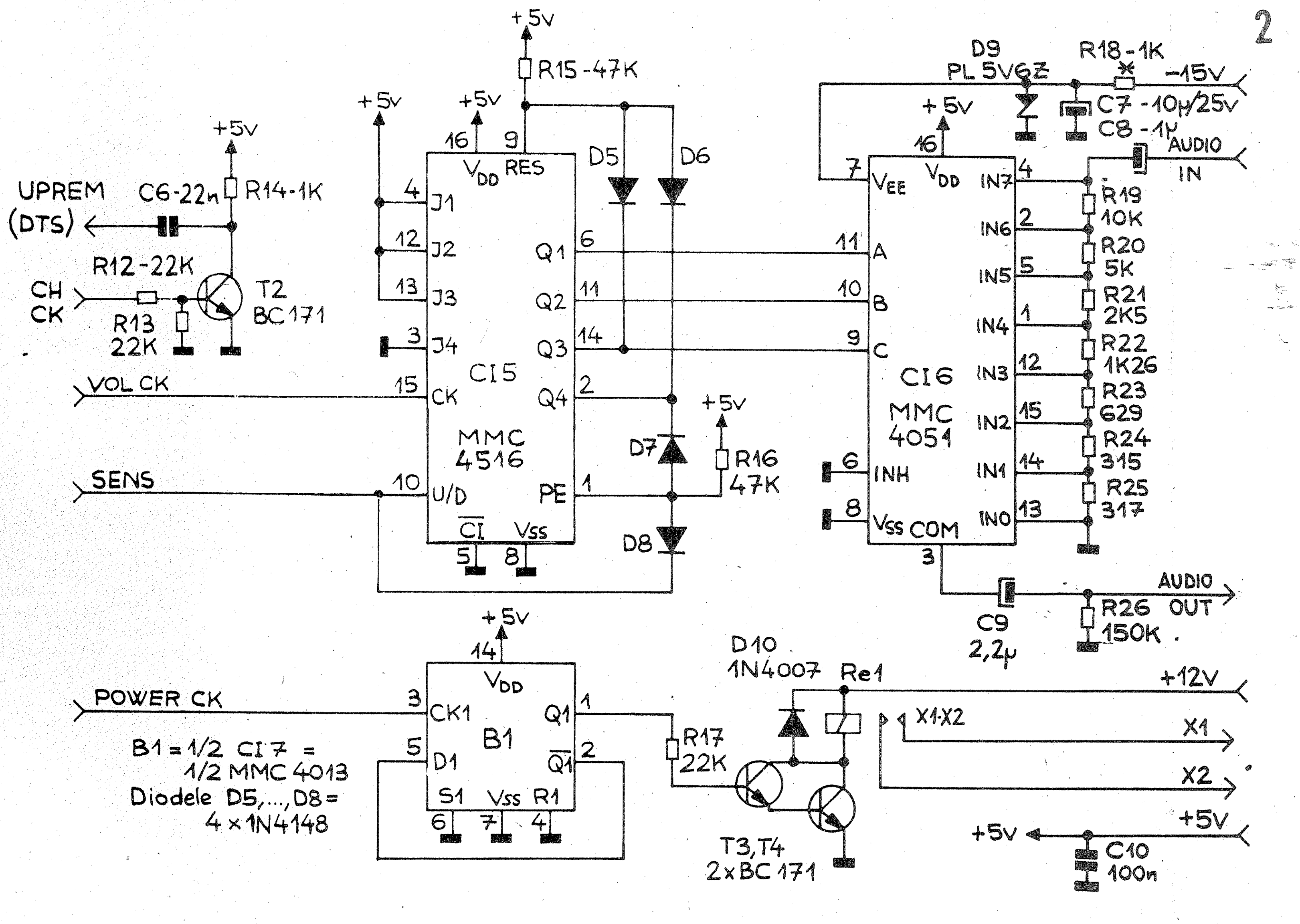
Condensatoarele electrolitice din schemă sînt cu tantal, de tip picătură, avînd curenți de fugă minimi — este indicată selectarea.

Acest montaj nu este recomandat constructorilor amatori începători.

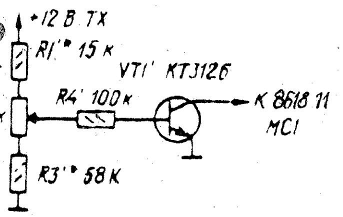
5. BIBLIOGRAFIE

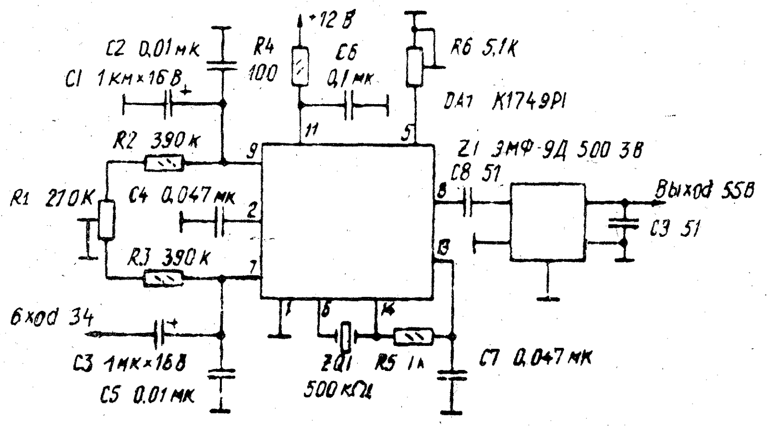
(1) John Gosch — „A way to ease remote —, control panic", Electronics, april, 1989;
(2) V. David — „Telecomandă TV", Tehnium nr. 9/1988;
(3) V. David — „Acord digital TV", Tehnium nr. 7 și 8/1991.

Fig. 2. Schema electrică a monocomenzii TV - secțiunea de execuție



MODULATOR ECHILIBRAT





Pentru realizarea unor transmisiuni SSB de bună calitate, UV3OG recomandă folosirea circuitului integrat K174YP1 în configurația electrică prezentată alăturat, unde purtătoarea este atenuată mai mult de 50 dB.

La ieșirea circuitului este montat un filtru tip EMF500, eliminîndu-se banda laterală nedorită.

RADIO, 9/1988

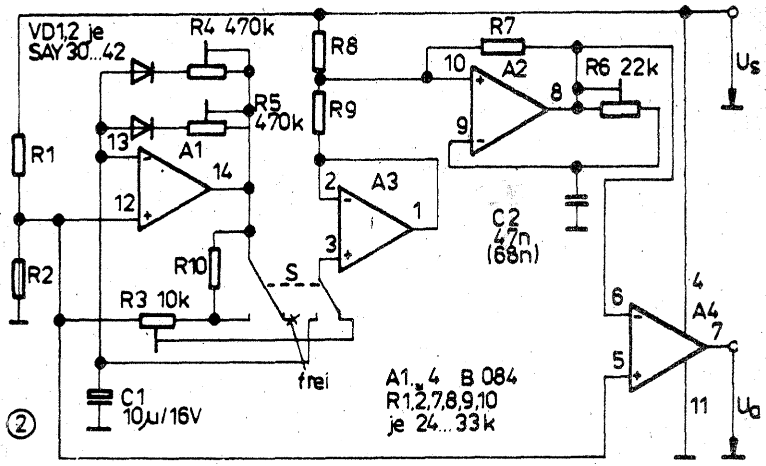
SIRENĂ

O aplicație a circuitului integrat BO84 o constituie și realizarea unei sirene electronice fiindcă acest circuit conține patru amplificatoare operaționale. Aici, trei amplificatoare operaționale lucrează în impulsuri; astfel, A1 este un generator de undă dreptunghiulară, iar A2 este un generator de ton ce lucrează ca un generator controlat în tensiune.

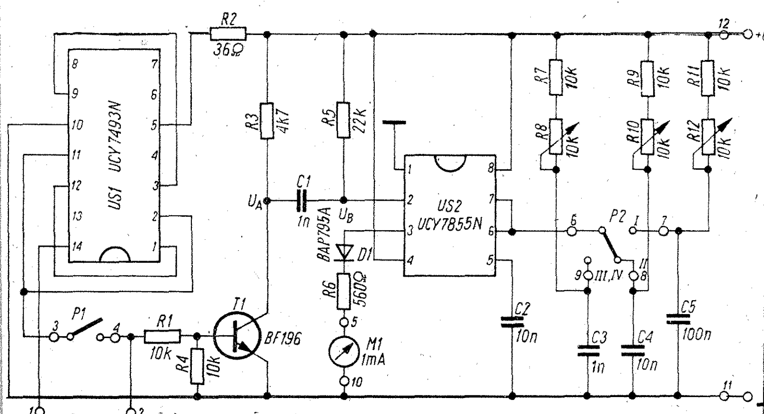
Amplificatorul A4 este un comparator și furnizează semnalul specific sirenei.

Alimentarea se face cu tensiune cuprinsă între 9 V și 15 V.

JUGEND UND TECHNIK, 12/1986



FRECVENȚMETRU

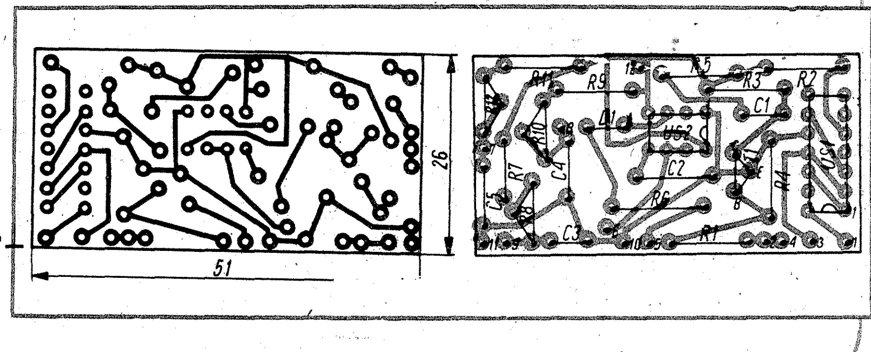


Instrumentul este cu indicație analogică și poate măsura semnale cu frecvența cuprinsă între 20 Hz și 100 kHz. Instrumentul indicator este gradat 1—10 fiindcă intervalele de măsurătoare sînt: I = 1 Hz — 100 Hz; II = 100 Hz — 1 kHz; III = 1 kHz — 10 kHz; IV = 10 kHz — 100 kHz.

După cum se observă, pe gama IV semnalul este introdus în circuitul 493, care îl divizează prin 10 și îl citim, de fapt, în intervalul 1—10 kHz.

Circuitul US1 este echivalent cu CDB493, iar US2 cu βE555. Alimentarea se face cu 6 V.

RADIOELEKTRONIK, 3/1991



CLK5011

Circuitul integrat CLK5011, produs ITT, este realizat în tehnologie CMOS și destinat a alimenta ceasurile analogice cu avans la secundă sau minut.

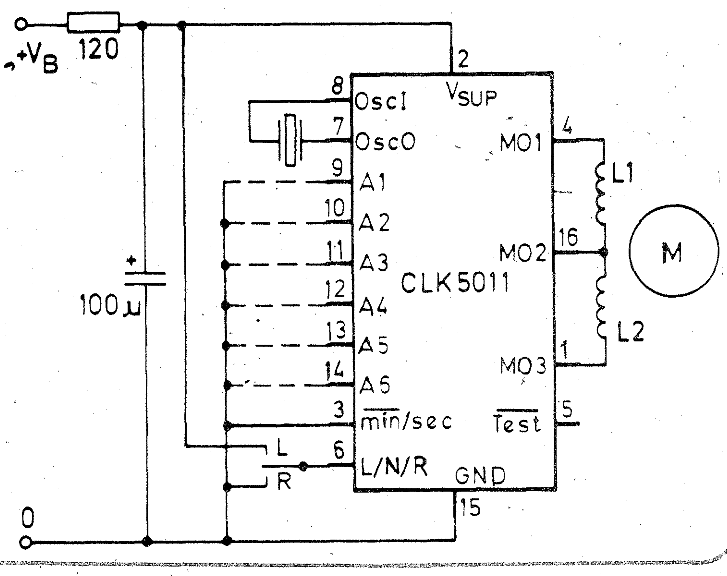
Baza de timp a sistemului este controlată de un cristal de cuarț cu frecvența de 4,194812 MHz și care prin divizări adecvate generează impulsuri cu frecvența de 0,5 Hz pentru avansul secundă cu secundă sau impulsuri cu frecvența de 1/120 Hz cînd avansul se face din minut în minut.

Înfășurarea principală a motorului ceasului se conectează între terminalele 4 și 16, respectiv MO1 și MO2, iar înfășurarea auxiliară se conectează între MO2 și MO3.

Prin diverse moduri de control al ieșirilor A (terminalele cuprinse între 9—14 inclusiv) se pot obține 64 de trepte de divizare a frecvenței.

Alimentarea cu energie electrică se face de la 12 V printr-un rezistor de 120 Ω, circuitul CLK5011 fiind protejat interior cu o diodă Zener.

ITT SEMICONDUCTORS, 1987



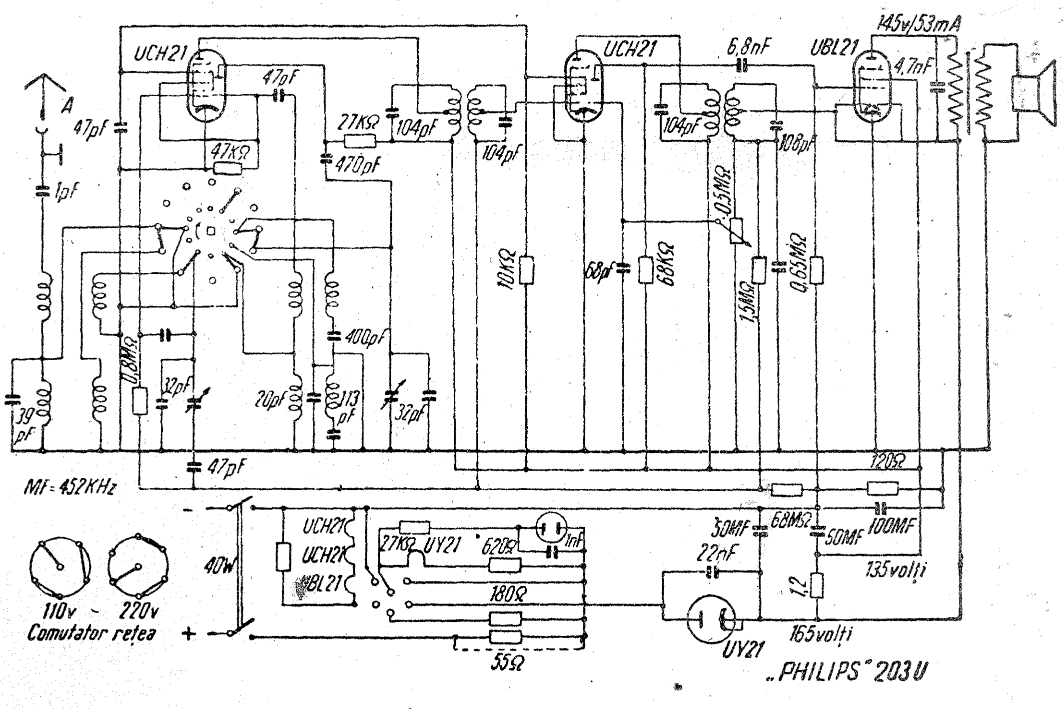
Dl. NICOLAU DRAGOȘ — Adjud

PHILIPS-203U

Radioreceptorul Philips 203U într-adevăr a făcut parte din aparatele de mici dimensiuni, dar avînd calități electrice bune, poate fi alimentat din rețeaua de curent electric alternativ sau continuu.

Partea deosebită în schema electrică o constituie alimentarea cu energie electrică. Aici trebuie să rezolvați situația, care, după părerea noastră, nu este complicată. În primul rînd, trebuie să aveți în vedere că alimentarea se face de la 220 V, iar curentul de filament al tuburilor este de 0,1 A. Deci, după ce s-au desfăcut toate rezistoarele adiționale, se conectează în serie cu filamentele celor trei tuburi un rezistor cu valoarea de 1 250 Ω/15 W (bineînțeles, eliminînd tubul UY21).

În locul tubului UY21 se conectează o diodă 1N4007 în serie cu un rezistor de 180 Ω. Oricum, ne vom asigura ca la primul condensator electrolitic tensiunea să nu fie mai mare de 170 V.



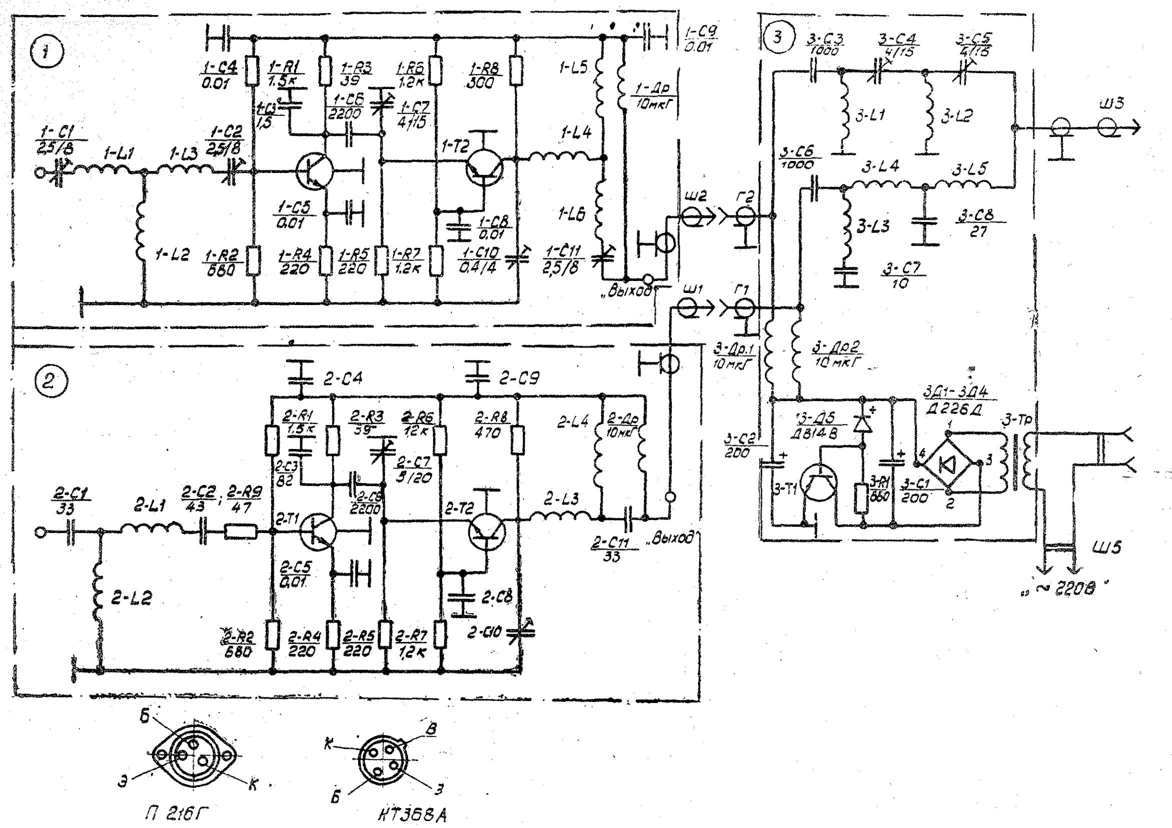
Dl. MICU ADRIAN — Suceava

AMPLIFICATOR TV

Amplificatorul UTDI, construcție U.R.S.S., lucrează în benzile I—III de televiziune, respectiv în canalele 1—12 TV, asigurînd o amplificare superioară lui 12 dB, după cum indică prospectul.

Toate tranzistoarele amplificatoare sînt KT368A, iar tranzistorul stabilizator de tensiune este P216.

Alimentarea etajelor amplificatoare se face prin cablurile coaxiale de legătură.



Redactor-șef: ing. I. MIHĂESCU
Secretar general de redacție: fiz. ALEX. MĂRCULESCU
Redactori: K. FILIP, ing. M. CODĂRNAI
Secretariat: M. PAUN
Corectură: V. STAN
Grafică: I. IVAȘCU

Administrația: Editura „Presa Națională"

Tiparul executat la Imprimeria „Coresi" București

INDEX 44212

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA" — SECTORUL EXPORT—IMPORT PRESĂ P.O.BOX 12—201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREȘTI, CALEA GRIVIȚEI NR. 64—66.

microelectronica

Str. Erou Iancu Nicolae nr. 34 B Bucureşti 72996 sector 2

în atenţia dumneavoastră

SOCIETATEA COMERCIALĂ MICROELECTRONICA S.A.

LISTA DISTRIBUITORILOR ZONALI AI SOCIETĂŢII MICROELECTRONICA S.A.

Arad	F.P. ELECTRONIC SRL	tel. 966/62697
Baia Mare	IJPP	tel. 994/15193
Braşov	MUS	tel. 921/14618
Bucureşti	MID-CO SRL	tel. 59.53.56
	INFOCOMP	tel. 13.26.97
	QUINTUS SRL	tel. 50.67.68
Cluj Napoca	IIRUC SA	
Constanţa	SERVICE TOTAL ELECTRONIC	tel. 916/72161
Craiova	POP SERVICE ELECTRONIC	tel. 941/41726
Galaţi	ELECTRON GRUP	tel. 934/11699
Piteşti	HELP	tel. 976/80549
Ploieşti	PRODEXIN	tel. 971/25288
Sf. Gheorghe	PHOTOAVIDEX	tel. 923/14482
Sibiu	LIV SRL	tel. 924/31772
Suceava	AL ISA	tel. 987/16447
Tg. Mureş	PROCONTROL SRL	tel. 954/13178
Timişoara	EDITURA TM	tel. 961/77422

Venind în sprijinul dv., MICROELECTRONICA S.A. operează reduceri importante de preţuri la principalele componente şi echipamente electronice utilizate în aplicaţiile dv.

Spre exemplu, cu numai 199,50 lei vă puteţi achiziţiona o memorie dinamică MMN4164, cu 269 lei o memorie PROM MMN2616 şi cu 299,50 lei un microprocesor MMN80 CPU.

Aceleaşi reduceri semnificative de preţ au fost operate la:

— familia microprocesorului Z80;
— familia microprocesorului 8080;
— memorii statice şi dinamice;
— echipamente din seria MADS;
— echipamente din seria MIND.

Nu pierdeţi ocazia unor achiziţii rentabile.

Pentru livrări contactaţi compartimentul desfacere din cadrul întreprinderii sau distribuitorii autorizaţi ai societăţii MICROELECTRONICA S.A.